l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXXII - Agosto 1960
NUMERO
8
LIRE 350

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO

VIA MOSCOVA 40/7
TEL. 667326 - 650884

GENERATORE DI MONOSCOPIO

CARATTERISTICHE STANDARD

CCIR 625 RIGHE **Mod. GMP 1258**

Generatore Sincronismi

Mod. GS 159

- **Impulsi drivers verticali** . . positivi e negativi ampiezza 8 Vpp ±
- **Cancellazioni verticali e orizzontali** . . . . positivi e negative ampiezza 8 Vpp ±
- **Super-Sincronismi** . . . . positivi e negativi ampiezza 8 Vpp ±
- **Valvole impiegate** . . . . 10/ECC82 - 4/ECF80 - 4/ECH81 - 2/ECC81 - 2/ECC88 - 2/ECL82 - OB2

Generatore Video

IMMAGINE RAI Mod. GV 259

Tensione d'uscita . . . . . . positiva + 5 Vpp max su 150 Ohm negativa — 40 Vpp max su 1000 Ohm adatta per pilotare direttamente il cinescopio

Segnali d'ingresso richiesti:

- Drivers verticali e orizzontali . . . . — 8 Vpp
- Cancellazioni verticali e orizzontali . . . . — 8 Vpp
- Sincronismi verticali e orizzontali . . . . + 8 Vpp

Flyng-Spot impiegato MC. 13-16.

Cellula fotomoltiplicatrice 931 A.

Valvole impiegate . . . . . . 3/ECC82 - 6/ECL82 - 3/EL81 - 3/EL96 - 2/OB2 - ECC88 - ECC81 - EF94 - E180F - ECL84 - EL84 - ECL80 - EY81 - EY56

Generatori Portanti RF

Mod. GP 359 1

Uscita RF . . . . due prese su impedenza 75 Ohm

Tensione d'uscita . . . . 10 V eff. su ogni presa risultante complessiva

Modulatore video . . . . con 5 Vpp all'ingresso è possibile regolare la modulazione sino al 90%

Banda modulatore . . . . 6 MHz

Frequenza canale A . . . . portante video 53,25 MHz ± 0,1% portante audio 58,75 MHz

Distanza portanti . . . . 5,5 MHz ± 5 KHz

Portante audio . . . . . frequenza di modul. interna 400 Hz modulazione esterna da 30 Hz a 10 KHz per Δ F di ± 50 KHz occorrono circa 5 V eff.

Valvole impiegate . . . . 6/ECC91 - 2/EF94 - 2/EF95 - 2/ECC82 - 2/EK90 - ECL84 - EL36 - ECC83

PREZZO NETTO L. 1.410.000

Garanzia 12 mesi

MOSTRA RADIO TV - SALONE COMPONENTI - STAND N. 66

dott. ing. Alessandro Banfi

Anticipazioni sulla Mostra della Radio

All'annuale traguardo della Mostra Nazionale della Radio-TV è quasi d'obbligo informare in anticipo i nostri lettori sulle tendenze e novità della nuova produzione.

Naturalmente questo nostro commento non vuole sostituirsi alla consueta rassegna illustrativa della Mostra che apparirà nel numero di Ottobre; ma riteniamo molto utile ed interessante anticipare un panorama d'assieme dell'attuale situazione tecnico-industriale.

Ed iniziamo con la radiofonia.

Come era da aspettarselo, molti progressi sono stati realizzati nella tecnologia dei transistori, migliorando notevolmente le prestazioni dei ricevitori.

Avremo pertanto dei ricevitori a 7 o ad 8 transistori per ricezioni di onde medie e corte con sensibilità ed efficienza assolutamente paragonabile ai classici ricevitori a valvole, ma con dimensioni più ridotte e totale autonomia dalla rete d'alimentazione.

Anche la modulazione di frequenza sta invadendo il campo dei ricevitori a transistori: apparecchi a 8 o 9 transistori a quattro gamme d'onda (onde medie — onde corte — MF) stanno per essere prodotti da costruttori nazionali analogamente a quanto già si è verificato in Germania.

Inoltre tutti i ricevitori a transistori di nuova produzione saranno provvisti di presa per antenna ausiliaria, rendendoli così atti al loro impiego a bordo di un'automobile mediante l'uso di una antennina facilmente applicabile ed asportabile (ve ne sono ora in commercio vari tipi per auto applicabili senza bisogno di forature od altro).

E' questo anzi un nuovo impiego molto interessante dei ricevitori a transistori in netta concorrenza coi classici auto radio in sede fissa: soluzione brillante ed economica ad un tempo, già diventata popolarissima in Francia.

Non è azzardato ritenere che la prossima " stagione" vedrà l'affermarsi incontrastato del radioricevitore a transistori sotto il triplice aspetto di " tascabile" portatile " auto " e " domestico ".

Il transistore sta altresì conquistando il campo della fonografia portatile.

Affacciatosi timidamente negli scorsi anni, il fonografo portatile a transistori oggi si è talmente perfezionato e tecnicamente sviluppato da essere decisamente preferito al classico tipo con alimentazione della rete, almeno per chi intende portarselo appresso in gite, vacanze, viaggi, ecc.

Tanto più che sovente al fonografo è anche incorporato un ricevitore con onde medie e corte rendendo così l'apparecchio estremamente interessante ed utile dato il volume ridotto e l'estrema maneggevolezza.

E' da notarsi la tendenza ad abolire le varie velocità del giradischi di questi fonografi portatili limitando la prestazione ai soli 45 giri che sono ormai i più comuni e popolari nel repertorio leggero.

Tale limitazione ha consentito oltre ad una notevole riduzione di ingombro dell'intero apparecchio, anche un netto vantaggio a favore del funzionamento del motorino giradischi, divenuto più sicuro, costante e praticamente privo di " flutter" specialmente dopo l'introduzione di speciali regolatori elettrici di velocità.

Per quanto riguarda la televisione si notano due distinte tendenze.

Una di esse porta al televisore economico, a basso numero di valvole (intorno a 13) con prestazioni sufficienti in condizioni di ricezione normali (campo intorno ai 500 microvolt) un televisore di questo tipo da 17 pollici, di buona presentazione estetica, potrà costare intorno alle 100 mila lire.

(il testo segue a pag. 359)

Ferroxdure caratteristiche elettriche e magnetiche*

Superficie di un magnete di ferroxdure (ingrandimento = 13500 volte)

Approfondite ricerche condotte nei laboratori Philips durante gli ultimi anni hanno portato, tra altri risultati, all'introduzione di acciai per magneti permanenti di alta qualità. Uno di questi, il « Ticonal » *anisotropo viene impiegato tuttora in tutto il mondo. Più recentemente le ricerche si sono estese agli ossidi ferromagnetici ed anche questo campo è stato esplorato con successo. Nel campo dei materiali magnetici « dolci » il* Ferroxcube *può considerarsi il materiale standard per nuclei per alte frequenze. Nel presente articolo tratteremo un gruppo di ossidi denominati* Ferroxdure, *che possono essere impiegati nella fabbricazione di* magneti permanenti. *Il ferroxdure è un materiale ceramico che contiene materie prime che non costano eccessivamente e che non presentano criticità di alcun genere.*

Rispetto ai magneti di acciaio, il ferroxdure possiede una più alta coercività ed una elevatissima resistenza elettrica. Queste proprietà consentono spesso l'impiego del ferroxdure in applicazioni in cui i magneti in acciaio non darebbero risultati soddisfacenti.

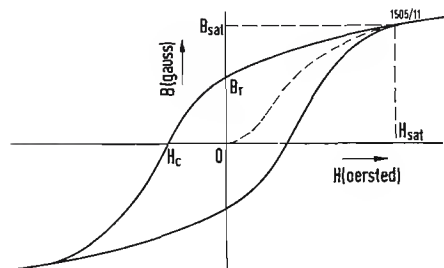



Fig. 1 - Forma generale di una curva di magnetizzazione per materiali magnetici permanenti.

Tabella 1 - Proprietà fisiche del ferroxdure

Peso specifico	4.8-5.0 g/cm³
Modulo di Young	15000 kg/mm²
Resistenza alla traz.	5 kg/mm²
Resistenza alla compressione	70 kg/mm²
Durezza	6-7 (Scala di Mohs)
Conduttività termica	14×10^{-3} cal/sec/cm/°C
Coefficiente di dilatazione lineare (tra 20°C e 300°C)	8.5×10^{-6}/°C

(*) Adattato dal *Bollettino Tecnico d'Informazione Philips.*

1. - CARATTERISTICHE DEL FERROXDURE

1.1. - Composizione e metodo di preparazione

Il ferroxdure corrisponde approssimamente alla formula $BaFe_{12}O_{19}$ e viene prodotto con un processo di sintetizzione. Le materie prime di cui è costituito vengono accuratamente selezionate e macinate molto finemente; indi, dopo essere state ben mescolate, acquistano la forma voluta mediante pressione o estrusione. Da ultimo questo materiale viene sottoposto ad una cottura accuratamente controllata che conferisce ad esso la caratteristica struttura ceramica ed il colore nero. Il ferroxdure anisotropo viene sottoposto durante la lavorazione ad un trattamento magnetico.

1.2. - Proprietà fisiche

Come qualsiasi materiale ceramico, il ferroxdure è duro e fragile e si può lavorare soltanto mediante molatura. Durante la molatura si devono asportare piccole quantità di materiale per evitare la scheggiatura degli spigoli ed inoltre il pezzo deve essere bagnato con un refrigerante onde evitare il riscaldamento che potrebbe causare eventuali incrinature. Nella Tabella 1 indichiamo alcune proprietà fisiche del ferroxdure.

1.3. - Resistenza alla corrosione

Una proprietà del ferroxdure, non esprimibile quantitativamente, è la resistenza alla corrosione. Grazie alla sua natura ceramica, il materiale non è attaccabile da composti organici. Prove sperimentali hanno dimostrato che non si è verificato nessun principio di corrosione dopo quindici giorni di immersione del ferroxdure in sostanze organiche come petrolio, olio, glicerina, acido acetico ed altri vari solventi organici. Anche l'acido nitrico diluito o concentrato non produce alcuna azione corrosiva, al contrario, l'acido cloridrico o solforico diluiti risultano leggermente corrosivi mentre una vera azione corrosiva si verifica con l'immersione del materiale in acido cloridrico concentrato.

1.4. - Proprietà magnetiche ed elettriche

Prima di passare in rassegna le proprietà specifiche del ferroxdure non sarà cosa inutile richiamare brevemente l'attenzione sulle caratteristiche fondamentali di un qualunque magnete permanente.

Un magnete è caratterizzato da tre principali proprietà:

a) *induzione residua* (B_r). È l'induzione che rimane in un magnete disposto in un circuito magnetico chiuso quando, raggiunto il punto di saturazione, viene tolto il campo magnetizzante esterno.

Tabella 2 - Proprietà del ferroxdure

	FXD 100 isotropo	FXD 300R anisotropo	FXD 250K anisotropo
Induzione residua B_r(1) (gauss)	min. 1800 media 2000	min. 3700[2]) media 3850	min. 3200[2]) media 3400
Coercitività H_c(1) (oersted)	min. 1500 media 1700	min. 1600 media 1900	min. 2200 media 2600
$(BH)_{max}$(1) (gauss oersted)	min. $0{,}8\times10^6$ media $0{,}9\times10^6$	min. 3×10^6 media $3{,}2\times10^6$	min. $2{,}4\times10^6$ media $2{,}6\times10^6$
Permeabilità di rimagn.	appross. 1,20	appross. 1,0	appross. 1,0
B_{sat} (gauss)	appross. 18000	appross. 18500	appross. 18500
H_{sat} (oersted)	appross. 14000[3])	appross. 14000[3])	appross. 14000[3])
Resistività (ohm cm)	appross. 10^8	appross. 10^8	appross. 10^8
Punto di Curie (°C)	appross. 450	appross. 450	appross. 450
Coefficiente di temperatura(4) dell'induzione residua (%/°C)	−0,2	−0,2	−0,2

(1) Misurata alla temperatura ambiente.
(2) Si deve notare che i valori minimi di B_r e di H_c per il ferroxdure 300R e 250K non si verificano mai simultaneamente, in generale il minimo valore di B_r coinciderà con un valore di H_c molto superiore al valore medio indicato, mentre il minimo valore di H_r è accoppiato con un valore elevato di B_c.
(3) Questi sono valori limite. Un valore di B di circa 98% di B_{max} si ottiene con un valore di H di 11000 oersted.
(4) Vedi paragrafo sul coefficiente di temperatura.

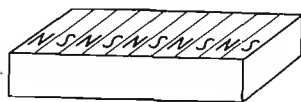



Fig. 2 - Esempio di un magnete di ferroxdure 1 con tutti i poli situati lungo una dimensione del materiale.

Tabella 3 - Conversione per unità Giorgi

1 gauss	=	10^{-4} weber/metro q.
1 oersted	=	79.6 ampere/metro
1 gauss oersted	=	8×10^{-3}joule/metro c.

Essa viene espressa in gauss oppure in weber/m².

b) *la coercitività* (H_c). È l'intensità del campo magnetico occorrente per riportare a zero l'induzione in un magnete precedentemente magnetizzato a punto di saturazione. Essa viene espressa in oersted oppure in A/m.

c) *il prodotto della massima energia* $(BH)_{max}$. Rappresenta il massimo valor del prodotto dell'induzione e della corrispondente intensità di campo. Il prodotto $(BH)_{max}$ viene espresso in gauss oersted oppure in VA sec/m³ = joule/m³ Questi dati caratteristici sono indicati nel secondo quadrante della *curva di magnetizzazione* o *ciclo di isteresi* del materiale in questione. Il ciclo illustrato nella sua forma generale in figura 1 indica la relazione tra induzione e intensità di campo nel caso che il materiale sia soggetto ad un campo magnetico crescente da zero al valore di saturazione, indi diminuisca sino a zero per poi raggiungere il valore di saturazione nella direzione opposta e quindi crescere sino a raggiungere nuovamente il valore zero.

Se un campione di materiale magnetico non magnetizzato viene sottoposto ad un processo di magnetizzazione, il ciclo di isteresi sarà preceduto dalla cosiddetta curva di prima magnetiezazione, indicata con linea tratteggiata in fig. 1, che ha inizio dal punto $B = 0$, $H = 0$. Questa curva non viene usata nella produzione di magneti permanenti.

1.5. - Ferroxdure isotropo e anisotropo

Il ferroxdure viene presentato in tre gradazioni, ognuna delle quali ha un proprio campo di applicazione. Il ferroxdure 100 è *isotropo*, ciò significa che le proprietà magnetiche sono eguali in tutte le direzioni. Le polarità possono essere localizzate nelle posizioni richieste dal particolare impiego. Esse, per esempio, possono essere disposte tutte lungo un lato di un magnete a superfici piane (fig. 2). La fig. 3 indica una parte dei cicli d'isteresi di tre campioni di ferroxdure 100.

Il ferroxdure 300R e 250K è *anisotropo*, ciò significa che possiede una direzione di magnetizzazione preferita, conferitagli durante la lavorazione dal particolare orientamento delle singole particelle di materiale di cui è composto. La fig. 4 indica la curva di smagnetizzazione per tre semplari di ferroxdure 300 e 250. Nelle direzioni differenti da quella preferita, le proprietà magnetiche perdono considerevolmente la loro efficacia. In fig. 4 è inclusa una curva di smagnetizzazione per il ferroxdure 300R e 250K misurata in una direzione perpendicolare all'asse magnetico.

Il ferroxdure anisotropo viene costruito in forma di anelli, dischi e blocchi rettangolari con linee di forza parallele ad una direzione lineare. Prove sperimentali con magneti di ferroxdure ad orientamento multiplolare sono già in fase avanzata.

La Tabella 2 riassume le proprietà principali delle tre gradazioni di ferroxdure. Questi dati sono soggetti a varianti dovute al continuo lavoro di perfezionamento.

1.6. - Permeabilità di rimagnetizzazione

La permeabilità di rimagnetizzazione può essere definita come il rapporto fra la variazione di flusso e la corrispondente variazione della forza magnetiz-

Fig. 3 - Curve di smagnetizzazione di tre campioni di ferroxdure 100.

Fig. 4 - Curve di smagnetizzazione di tre campioni di ferroxdure 300R e 250K. La quarta curva venne misurata in direzione perpendicolare all'asse magnetico. Per il FXD 250, grazie alla sua elevata coercitività, l'angolo può essere notevolmente più grande e raggiungere il valore di 48°.

Fig. 5 - Modello per il calcolo semplificato di un magnete. Il traferro ha una lunghezza l e una sezione s; il ferroxdure inserito ha una lunghezza L e una sezione S.

zante in qualsiasi punto della curva di smagnetizzazione, se questa variazione della forza magnetizzante è applicata in direzione contraria alla variazione immediatamente precedente.

Osservando la curva di smagnetizzazione del ferroxdure 100 della fig. 3 appare chiaro che il valore di 1.20 significa che per tutto il secondo quadrante la caratteristica di rimagnetizzazione è quasi identica alla curva principale. In altre parole, se un campione di ferroxdure 100 è smagnetizzato sino a $B = 0$, riacquisterà immediatamente l'induzione residua non appena si annullerà il campo smagnetizzante. Questo si verifica anche se l'intensità del campo di smagnetizzazione è superiore all coercitività del materiale stesso, ossia anche se l'induzione B diventa negativa. Tutto ciò è valido fino ad un punto limite, vale a dire, fino al ginocchio della curva di smagnetizzazione dove B è approssimativamente — 600 gauss. Se il campione viene smagnetizzato oltre questo limite, la curva di rimagnetizzazione giacerà tutta al di sotto della curva principale BH e correrà parallela a quest'ultima.

Per il ferroxdure anisotropo il ginocchio della curva giace sul secondo quadrante, il che significa che se questo materiale viene smagnetizzato fino a $B = 0$, ci sarà una diminuzione del valore dell'induzione dopo l'annullamento del campo. Tuttavia, a causa dell'elevata coercitività del ferroxdure 250, l'effetto permanente di un campo esterno smagnetizzanto non troppo intenso non è molto grande.

1.7. - Punto di Curie

Il punto di Curie è la temperatura alla quale il materiale cessa di essere ferromagnetico. Dopo essere stato riscaldato a questa temperatura, deve essere nuovamente magnetizzato. Il riscaldamento sino al punto di Curie non provoca tuttavia nessuna modificazione permanente delle proprietà magnetiche del materiale.

1.8. - Coefficiente di temperatura

Con il ferroxdure 100 gli effetti delle variazioni della temperatura sull'induzione sono praticamente reversibili. In altre parole, dopo un raffreddamento o riscaldamento temporaneo, il punto di partenza della curva BH viene nuovamente raggiunto con un'approssimazione dell'1 o 2 per cento senza che sia necessaria la rimagnetizzazione. Solo dopo aver riscaldato al di sopra del punto di Curie si ottiene la smagnetizzazione permanente.

Lo stesso vale per il ferroxdure 250 e 300, ma con questo materiale bisogna fare in modo che quando si raffredda al di sotto della temperatura ambiente (il che provoca un aumento di B e una diminuzione di H) il punto di lavoro dei magneti (vedi seguito) non oltrepassi il ginocchio della curva di smagnetizzazione; altrimenti, quando si riscalda fino a raggiungere la temperatura originaria, si ritornerà ad un punto di lavoro più basso.

Sono stati fatti esperimenti usando altoparlanti magnetizzati con anelli magnetici di ferroxdure 300. Il flusso nel circuito magnetico è stato misurato prima e dopo un ciclo di temperatura $+20$ °C — 30 °C $+20$ °C, e si è trovato che la diminuzione del flusso non è solo funzione della curva di smagnetizzazione ma dipende anche dalla direzione della linea di carico. Tenenso presente che il valore minimo di H_c è 1600 Oe e il minimo valore di B_r è 3700 Gs (valori che non possono verificarsi contemporaneamente) si possono dare le seguenti raccomandazioni:

Quando si progetta un circuito magnetico con ferroxdure 300, si dovrà avere cura che la linea di carico (vedi paragrafo: progetto di un magnete) del sistema formi un angolo α non superiore a 23.5° con l'asse della B, usando un prodotto BH di $2,8 \times 10^6$ gaus oersted per il calcolo.

Il flusso in un circuito magnetico progettato su queste basi non dovrà mai scendere al si sotto del valore corrispondente ad una B_r di 3700 gauss, se la temperatura scenderà temporaneamente a — 30°C. Inoltre, se questo si verifica per una volta, occorrerà stabilizzare tutto il sistema contro ripetute variazioni di temperatura fino a — 30 °C.

Se il minimo previsto di temperatura è più alto, ossia — 10°C oppure 0°C, o se è permessa una diminuzione di flusso del 5 %, l'angolo può essere scelto di alcuni gradi maggiore.

1.9. - Intensità di campo alla saturazione (H_{sat})

È la intensità del campo richiesta per ottenere il massimo dell'induzione residua B_r. Se si magnetizzano i nuclei con campi di intensità minore, il materiale seguirà quello che è noto come ciclo d'isteresi minore con valori inferiori di B_r e di H_c.

1.10. - Resistività elettrica

Ha un valore estremamente elevato, circa 10^{10} volte più elevata di quella dei magneti di acciaio. Questa proprietà è importante per applicazioni in alta frequenza in quanto le perdite dovute a correnti parassite diventano in questo caso trascurabili.

1.11. - Progetto di un magnete

La prima cosa da considerare è se il magnete sarà usato in un circuito statico od in uno dinamico dove sia soggetto alla rimagnetizzazione. Nel primo caso si richiede che il magnete fornisca un campo di determinata intensità in un traferro di ben definite dimensioni. Un semplice esempio è riportato in figura 5. Si tratta di un magnete permanente di lunghezza L e di sezione S a

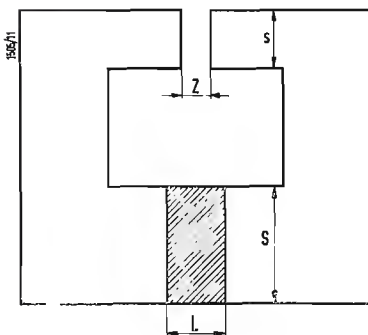
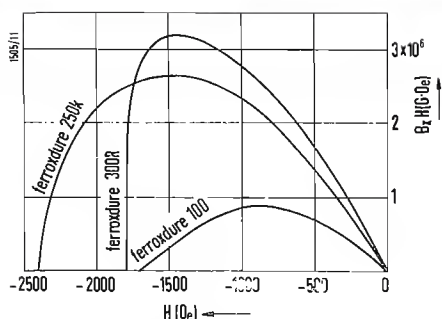



Fig. 6 - Valore di $B_m H_m$ in funzione del campo interno H_m per le varie gradazioni di FXD.

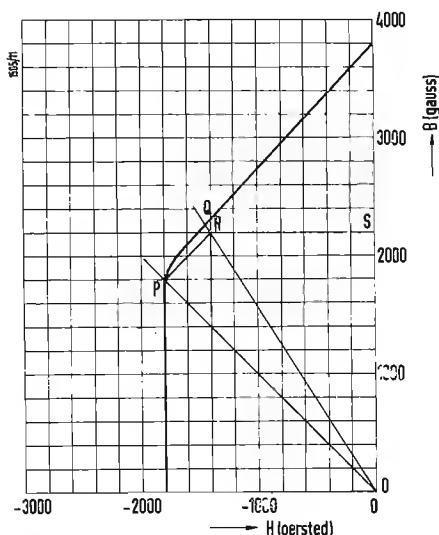



Fig. 7 - Curva di smagnetizzazione del ferroxdure 300. Se la linea di carico varia da $0Q$ a $0P$ la linea di rimagnetizzazione che inizia dal punto P intersecherà la nuova linea di carico nel punto R.

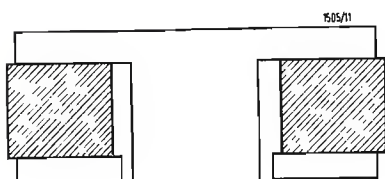



Fig. 8 - Altoparlante con anello di ferroxdure 300R.

cui sono attaccate due braccia ad U di ferro dolce. Le estremità di queste braccia limitano un traferro di lunghezza l e di sezione s. Per semplicità supponiamo che le linee di flusso del magnete attraversino tutte il traferro, cioè che non vi siano deformazioni ai bordi o dispersioni di flusso. Inoltre i campi nel magnete e nel traferro si supporranno omogenei e si considererà infinita la permeabilità del ferro rispetto all'aria. nel quale caso per qualsiasi valore arbitrario dell'induzione B, il campo magnetico nel ferro sarà nullo.

La situazione magnetica del modello così semplificato può essere definita da tre quantità: il campo esterno H_1 nel traferro, il campo interno H_m e l'induzione B_m nel magnete. Tre equazioni sono sufficienti per il progetto di prima approssimazione del magnete. La prima equazione deriva dall'ipotesi che il flusso totale sia costante per qualsiasi sezione del circuito magnetico, compreso il magnete permanente e il traferro. L'equazione è perciò la seguente:

$$\Phi_m = \Phi_1, \text{ oppure } B_m S = B_1 s \quad (1)$$

La seconda equazione segue dalla condizione che sia nullo l'integrale della intensità del campo H lungo qualsiasi linea chiusa. Poichè il campo nel ferro si è supposto nullo, si ha che:

$$H_1 l + H_m L = 0 \quad (2)$$

$$H_m L = -H_1 l \quad (2a)$$

H_m è perciò di segno opposto (ha direzione contraria) di H_1. Finalmente la terza equazione è data dalla relazione tra B_m e H_m espressa dal ciclo di isteresi del materiale magnetico:

$$B_m = f(H_m) \quad (3)$$

In pratica, il magnete lavora nel secondo quadrante del ciclo, dove l'intensità del campo è contraria a quella dell'induzione, cosicchè il campo ha un'azione smagnetizzante. Prima di far uso della relazione $B_m = f(H_m)$, tuttavia, bisogna tener conto della seguente regola generale. Essa deriva dalla moltiplicazione delle equazioni (1) e (2a), il cui risultato è:

$$-B_m H_m L S = B_1 H_1 l s$$

e poichè nel sistema di misura usato B_1 e H_1 hanno lo stesso valore ($\mu = 1$) si ha

$$-B_m H_m L S = B_1^2 l s \quad (4)$$

L'interpretazione dell'equazione (4) è che il volume ls del traferro, moltiplicato per il quadrato dell'induzione in esso esistente, è uguale al volume LS del magnete permanente moltiplicato per il valore assoluto del prodotto $B_m H_m$. Poichè il problema prende in esame un dato traferro con un determinato valore dell'induzione, cioè assegna un certo valore al secondo membro della (4), segue da quest'ultima che, per avere il minimo volume LS del magnete, dovrà essere quanto più grande possibile il prodotto $B_m H_m$. Si sa che, per un dato materiale, $B_m H_m$ non è costante ma dipende dal valore di H_m. Questo è ovvio, perchè il prodotto è zero se $H_m = 0$ (B_m è uguale all'induzione residua) ed anche se $B_m = 0$ (H_m coincide con la coercitività), mentre per valori intermedi il prodotto di B_m per H_m ha un valore finito che sarà massimo solo per un determinato valore di H_m.

La fig. 6 mostra l'andamento del prodotto $B_m H_m$ in funzione dell'intensità di campo H_m per le tre gradazioni di FXD.

Sostituendo il valore massimo di $B_m H_m$ nell'equazione (4) si può calcolare il volume necessario del magnete permanente. Dopo di ciò, si può calcolare la lunghezza richiesta del magnete in base alla (2)

$$L = \frac{H_1}{H_m} l \quad (5)$$

nella quale bisogna sostituire per H_m il valore optimum ricavato dalla figura 6 in corrispondenza del massimo di $H_m B_m$ (per il ferroxdure 100 si ha $H = 800$ oersted). La sezione del magnete si calcola facilmente mediante la (1) che dà:

$$S = \frac{B_1 s}{B_m} \quad (6)$$

in cui B_m è il valore dell'induzione che nella funzione (3) corrisponde al valore ottimo del campo di smagnetizzazione H_m.

Dalle equazioni (5) e (6) appare evidente che le dimensioni del magnete dipendono dai valori di H_m e B_m in corrispondenza del massimo prodotto $(BH)_{max}$. Quando H_m è elevato il magnete risulta corto, ed un alto valore di B_m consente l'uso di magneti di piccola sezione.

1.12. - Linea di carico del magnete

Se si divide l'equazione (1) per (2a):

$$\frac{B}{H_m} = -\frac{L}{S} \times \frac{s}{l} \quad (7)$$

il secondo membro risulta determinato dalle dimensioni del magnete e del traferro. In altre parole, se il flusso può essere considerato distribuito uniformemente su tutta la sezione del magnete, per una determinata costruzione il rapporto B_m/H_m è indipendente dalle proprietà del magnete. Nel diagramma della curva di smagnetizzazione questo rapporto può essere rappresentato da una linea retta uscente dall'origine delle coordinate e che taglia la curva nel punto che corrisponde ai valori di B_m ed H_m. Questa linea è denominata *linea di carico* del sistema magnetico. È evidente che la costruzione migliore è quella per cui la linea di carico taglia

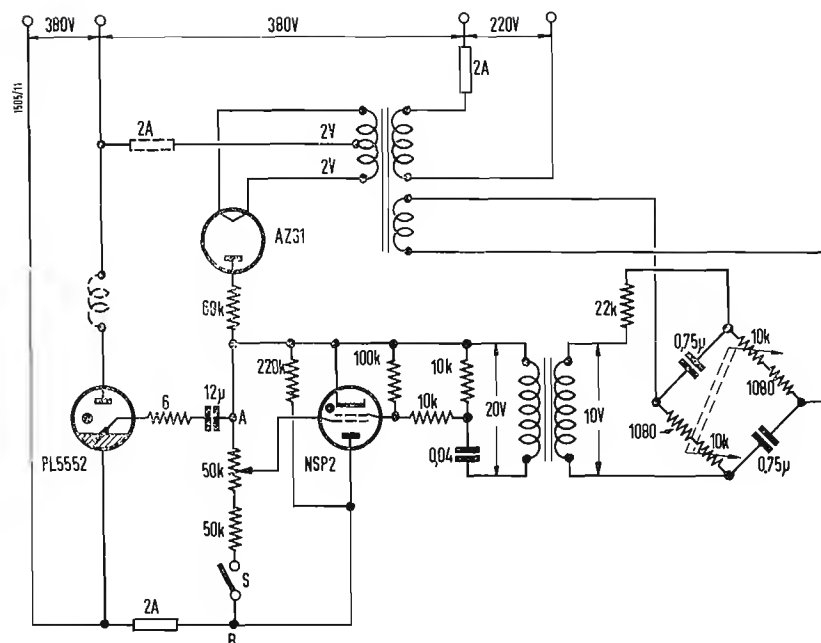



Fig. 9 - Schema elettrico di un'apparecchiatura per la magnetizzazione dei magneti di ferroxdure.

la curva di smagnetizzazione nel punto che corrisponde al $(BH)_{max}$.
Se questo può verificarsi per il ferroxdure 300, non sarà la stessa cosa per un altro materiale, vale a dire che, quando si cambia il tipo di magnete in un sistema già costruito, occorrerà rifare il calcolo di progetto.
Come è già stato spiegato (vedi paragrafo: coefficiente di temperatura), un sistema magnetico equipaggiato con magneti di ferroxdure 300R, non sarà mai progettato in modo da lavorare nel punto del $(BH)_{max}$. A causa della elevata pendenza della curva BH alla sinistra di questo punto, un temporaneo raffreddamento del sistema può causare una considerevole diminuzione del flusso utile nel traferro. Per questo motivo è opportuno fare in modo che l'angolo α della linea di carico con l'asse della B non sia superiore a

$$23.5^\circ, \left(\frac{H_m}{B_m} = \text{tang}\,\alpha < 0.43\right)$$

1.13. - Dispersione

Nell'esempio precedente si è fatta la ipotesi che tutte le linee di forza uscenti dal magnete si chiudano attraverso il traferro per formare il flusso utile. Una considerevole parte di flusso, tuttavia, si perde come effetto di campo distribuito tra i terminali del magnete e tra il magnete e le altre parti ferrose del circuito. Se il traferro non è molto corto, le linee di forza non sono rette ma formeranno una specie di fascio rigonfio al centro tra i poli (scarpe polari del sistema), diminuendo così l'effettivo flusso nel traferro. Inoltre i traferri minori tra le varie parti del sistema e la saturazione o quasi saturazione del ferro aumentano ulteriormente la riluttanza del circuito magnetico. Così in pratica le eq. (1) e (2) devono essere sostituite dalle relazioni più precise.

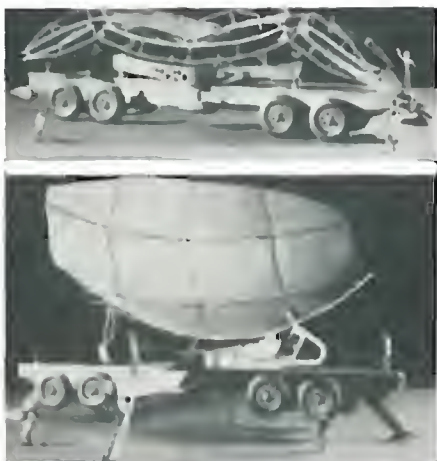
$$B_m S = B_1 s \sigma_1 \qquad (8)$$
$$H_m L = -H_1 l \sigma_2$$

in cui σ_1 è il fattore di dispersione del sistema che si considera e σ_2 è il fattore di riluttanza dovuto alle giunzioni ed alla saturazione. Siccome è piuttosto difficile calcolare esattamente questi coefficienti σ, è meglio determinarne il valore con un modello sperimentale. Nella maggior parte dei casi, per il migliore progetto possibile, σ_1 è compreso tra 2 e 5 mentre σ_2 varia da 1.1 a 1.2.
È consigliabile disporre il magnete quanto più vicino possibile al traferro in modo da ridurre al minimo il flusso disperso.

1.14. - Magnete con carico variabile

Un magnete si trova in queste condizioni quando il campo H non è costante ma suscettibile di variazioni. I magneti per sollevamento e i magneti di campo delle dinamo appartengono a questa categoria. In questi casi la linea di carico B/H, che per una particolare costruzione ed in determinate condizioni ha una certa direzione, ruota nel piano B-H attorno all'origine delle coordinate tutte le volte che varia il traferro o la smagnetizzazione.
In fig. 7 è rappresentato il 2° quadrante del ciclo di isteresi del ferroxdure 300. Se, per esempio, in magnete viene fatto lavorare in condizioni in cui la linea di carico varia da $0Q$ a $0P$, la linea di rimagnetizzazione che esce da P interseca la nuova retta di carico non più in Q ma nel punto R di questa linea cui corrisponde una induzione più bassa $0S$.
È chiaro che, essendo uguale ad 1 la permeabilità di rimagnetizzazione del ferroxdure 300, fintanto che i punti P e Q stanno sul tratto rettilineo della curva di smagnetizzazione, quest'ultima e la caratteristica di rimagnetizzazione coincidono. In questo caso non c'è nessuna diminuzione dell'induzione utile. Se si usano magneti di ferroxdure 100, si può smagnetizzare anche fino al punto H_c $(B = 0)$ senza variazioni notevoli della prestazione.
Poichè il ferroxdure è il solo materiale magnetico la cui curva di smagnetizzazione è, per la maggior parte della sua lunghezza, rettilinea e con pendenza uguale alla caratteristica di rimagnetizzazione, si capirà perchè per molte applicazioni il ferroxdure possa competere con successo con i magneti di acciaio aventi una induzione residua superiore.
È chiaro inoltre che i magneti di ferroxdure 100 possono essere magnetizzati fuori del circuito magnetico prima del montaggio finale. Questo è utile, in modo speciale, nelle macchine multipolari che richiedono spesso costruzioni complesse e particolari sistemazioni dei poli.

1.15. - Suggerimenti per i progettisti

Quando si progettano i magneti in ferroxdure bisogna tener presente che il ferroxdure è un prodotto ceramico formato in modo completamente diverso dai magneti in acciaio.

Questa specie di carro è simile, a prima vista, a quello utilizzato per il trasporto di nuove automobili (foto sopra), fino a che non lo si vede dispiegato, quando cioè mostra di essere un nuovissimo sistema d'impianto trasportabile di radar a lungo raggio, realizzato dalla General Electric Company (USA), in collaborazione con la McKiernan-Terry Corporation. Denominato « Progetto Farfalla » per via della sua facile mobilità e della struttura di antenna retrattile, questo modello consente la massima manovrabilità, il che non era in precedenza ottenibile con attrezzature potenti di questo genere.
Oltre all'antenna montata su ruote, visibile nella foto, l'attrezzatura completa comprende un secondo carro contenente i quadri radar e la batteria di generatori di energia, nonchè l'impianto di illuminazione, riscaldamento o condizionamento d'aria per qualunque condizione atmosferica. I due carri possono essere trasportati insieme da un aereo tipo « C-124 » oppure possono essere trainati separatamente da comuni autocarri militari.
È possibile compiere l'erezione e la retrazione sia manuale che automatica dell'antenna snodabile. Può essere eretta da una squadra di 5 uomini in quindici minuti e può essere rapidamente retratta in caso di venti, aventi velocità massima di 110 km/h.
Nella posizione « ripiegata », l'antenna è in grado di sostenere venti da oltre 160 km/h.
Il progetto farfalla utilizza un tipo perfezionato ed opportunamente adattato di radar a canale singolo della General Electric, denominato AN/FPS-33 (« acquisition ») ,prescelto per la sua grande precisione, flessibilità tattica e circuitazione. *(foto IPRA)*

Poichè ogni forma richiede uno stampo, i magneti in ferroxdure vengono normalmente fabbricati in grandi lotti. In alcuni casi, tuttavia, è possibile usare uno stampo preesistente modificandolo leggermente. I campioni sono sovente fabbricati lavorando un pezzo stampato prima della cottura.
Le regole generali da osservare come guida per i progettisti sono le seguenti:
a) evitare buchi e rientranze perpendicolari alla direzione di stampaggio;
b) le forme complicate dovranno essere rastremate per dacilitarne l'estrazione dallo stampo.
Come tutte le sostanze ceramiche il ferroxdure ha una superficie piuttosto ruvida. A causa della contrazione di volume durante il processo di cottura le tolleranze dimensionali sono leggermente ampie, dell'ordine circa del $\pm$ 2%. Tolleranze più strette si possono ottenere soltanto rettificando i magneti.

1.16. - Collaudo.

Da quello che è stato detto a proposito del calcolo e del progetto dei circuiti magnetici, appare chiaro che il metodo migliore per collaudare i magneti è di controllare le loro prestazioni nelle reali condizioni di lavoro. Per questo motivo le prove di collaudo per qualsiasi tipo di magnete dovranno essere stabilite di comune accordo col cliente. Sovente è sufficiente un modello semplificato del circuito magnetico per misurare il flusso, la tensione o la forza di attrazione ecc., in relazione alle applicazioni del caso.

2. - IMPIEGHI DEL FERROXDURE

Per alcuni problemi il ferroxdure non rappresenta la sola possibile soluzione, in quanto la scelta finale dipende da considerazioni di costo e di progetto. Se, per esempio, si suggerisce di sostituire in una costruzione preesistente ferroxdure al posto di magneti in acciaio bisognerà considerare innanzi tutto se il minor costo del magnete e il probabile migliore rendimento giustificheranno la spesa necessaria per il ridimensionamento del circuito e dei suoi componenti. In simili circostanze contatti preliminari tra cistruttore e cliente saranno di grande vantaggio per entrambe le parti dato che soltanto da una tale collaborazione potrà scaturire la più economica soluzione del problema.

2.1. - Magneti di ferroxdure per altoparlanti

L'introduzione del ferroxdure 300 ha aperto nuove possibilità d'impiego dei magneti ceramici negli altoparlanti. Anche se il valore $(BH)_{max}$ del ferroxdure 300 non raggiunge quello dei moderni magneti in acciaio, ciononostante, il prezzo ridotto, la composizione e l'alto grado di coercività sono pregi che giustificano pienamente l'impiego di questo materiale in questo campo.
Come abbiamo precedentemente spiegato, un'alta coercitività consente l'impiego di magneti di dimensioni ridotte. Questa particolarità acquista considerevole importanza nell'impiego per autoradio e altre apparecchiature in cui l'ingombro nel senso della profondità deve essere molto ridotto.
Nel progetto di magneti per altoparlanti la caratteristica essenziale è quella di assicurare i requisiti acustici dello alotoparlante il quale richiede un cono dotato di una corretta frequenza di risonanza meccanica. In base alle caratteristiche del cono viene calcolato il peso della bobina mobile ed è opportuno che questo peso sia uguale approssimativamente al peso del cono e del suo carico di aria. Le dimensioni delle bobina mobile e l'ampiezza dell'oscillazione vengono determinate dalla massima distorsione ammissibile. In base a queste considerazioni viene calcolato il traferro; la densità di flusso richiesta nel traferro dipende, in questo caso, dalla sensibilità dell'altoparlante desiderata. Una volta fissati questi dati, il calcolo procede come abbiamo indicato sopra. Il fattore di dispersione σ_1 da prendere in considerazione dipende in ultima analisi dal tipo di costruzione scelta. Per i tipi ad anello e piastra, s'aggira tra 2 e 3.
Il circuito nel ferro dell'altoparlante deve avere una sezione tale per cui il materiale di cui è costituito non venga caricato ad una densità di flusso prossima al punto di saturazione. Le zone della piastra di base, in prossimità al centro del nucleo, che solitamente sono le sezioni del circuito magnetico più fortemente caricate, devono essere oggetto di particolari attenzioni. La densità di flusso massima ammissibile delle ordinarie gradazioni di acciai dolci attualmente in commercio è di 12000 gauss. In pratica però si è trovato che acciai dolci ben ricotti possono lavorare a 17000 gauss senza perdite.
Una circostanza da ricordare quando si progetta il circuito nel ferro di un altoparlante è quella riguardante il flusso disperso dal polo centrale. Tale flusso può, in alcuni casi, essere paragonabile al flusso utile; ciò significa che la sezione del polo centrale alla sua base e il metallo che lo circonda devono essere in grado di sopportare il doppio del flusso utile.
Inoltre è consigliabile che il diametro dell'anello e della piastra siano di 1 mm circa inferiori a quello dell'anello di ferroxdure allo scopo di ridurre la deformazione delle linee di flusso ai bordi.
La fig. 8 indica la disposizione di un magnete munito di un anello di ferroxdure tipo K 6 150 51.
Tutti gli anelli hanno un comportamento stabile per temperature sino a — 20 °C; ciò significa che un momentaneo raffreddamento sino a — 20 °C non ha alcun effetto sul flusso a temperatura

ambiente. Gli anelli vengono forniti non magnetizzati.

2.2. - Magnetizzazione degli anelli di ferroxdure per altoparlanti

La fig. 9 indica lo schema elettrico di un circuito per un'apparecchiatura destinata alla magnetizzazione del ferroxdure.
L'apparecchiatura vera e propria è costituita da una bobina di 3 o 4 spire attraversate, per un tempo inferiore a mezzo ciclo, da una corrente di circa 2500 ampere.
Quando l'interruttore S è chiuso, l'ignitron PL 5552 viene innescato dalla corrente di scarica del condensatore da 12 μF sotto il controllo del tubo relais *NSP* 2. Viene incorporato un circuito differenziatore allo scopo di esaltare il picco dell'onda fornita al tubo-relais consentendo in tal modo l'innesco dell'ignitron alla stessa esatta tensione di rete in ogni momento. Per la regolazione della fase viene impiegato un circuito a ponte allo scopo di poter fissare entro ampi limiti di tempo la posizione d'innesco dell'ignitron. Supponendo che il picco della tensione di rete coincida con 0°, l'innesco può essere regolato da 30° in anticipo a 60° in ritardo.
Il trasformatore di picco ha 1000 spire al primario e 450 al secondario, fatte con filo di rame smaltato di 0.12 mm. Il nucleo è di mumetal E ed è alto 1.25 cm.

3. - APPLICAZIONI ELETTRICHE E MECCANICHE DEL FERROXDURE

Nel campo delle applicazioni elettroniche spesso è possibile fornire dati completi riguardanti le applicazioni del ferroxdure; ciò è raramente possibile nel caso delle applicazioni elettriche e meccaniche del ferroxdure. Le possibilità d'impiego a cui abbiamo accennato in precedenza devono in questi casi subire modifiche secondo le speciali esigenze delle singole applicazioni.

3.1. - Magneti di ferroxdure per motori elettrici e per dinamo

Il campo magnetico richiesto nei motori e nei generatori di corrente continua e in quelli sincroni a corrente alternata può, in alcuni casi, vantaggiosamente essere fornito da magneti permanenti.
I motori in corrente continua con magnete permanente sono del tipo in parallelo e di regola non hanno una regolazione per la velocità. Dato che il costo del campo magnetico prodotto da elettromagneti cresce relativamente al diminuire delle dimensioni del motore, il ferroxdure viene impiegato di preferenza in piccoli motori, per esempio, servomotori, motori per giocattoli, ed altre piccole apparecchiature alimentate a batteria.

Anche in generatori di corrente continua a bassa tensione possono venire impiegati magneti permanenti. La regolazione della tensione è limitata per cui l'applicazione principale riguarda l'illuminazione in casi di emergenza e applicazioni saltuarie.

Nei motori sincroni monofasi di dimensioni ridotte vengono impiegati magneti permanenti.

Un campo di applicazione in cui vengono impiegati quasi esclusivamente magneti permanenti è quello dei piccoli generatori di corrente alternata. In questo caso la semplicità ottenibile consente le migliori soluzioni. Esempi tipici sono: dinamo per biciclette, generatori per telefono, dinamo per motociclette, generatori da impiegare in motori a benzina, generatori per aviazione e per la ricarica degli accumulatori (questi ultimi in unione con un raddrizzatore).

È evidente che in tutti questi casi in cui si richiede la presenza di magneti non si deve tralasciare la possibilità di impiegarvi il ferroxdure.

Il ferroxdure infatti ha una stabilità molto alta e praticamente è insensibile a campi smagnetizzanti dispersi. La sua induzione residua è tuttavia più bassa, per cui il punto di lavoro sarà più basso e di conseguenza si avrà un maggiore ingombro del magnete.

Il ferroxdure 100 è più adatto alla magnetizzazione multipolare. A parte queste considerazioni, nella stragrande maggioranza dei casi, il fattore decisivo sarà il prezzo. I magneti di ferroxdure sono stati impiegati con successo in:

motori per termoventilatori di automobili;
rotori per dinamo di biciclette;

rotori di volani di accensione in motocicli e motoscooter;

motori per avvio automatico per radioorologi;

motori per tergicristalli di autoveicoli; generatori di corrente alternata di piccola potenza.

3.2. - Magneti per spegnimento dell'arco

Negli interruttori i magneti di ferroxdure possobo essere impiegati per l'estinzione dell'arco.

3.3. - Accoppiamento magnetico

L'alta coercitività e l'alta resistenza alla smagnetizzazione rendono il ferroxdure molto adatto alla realizzazione di accoppiamenti meccanici per mezzo di magneti. Dato che essi sono inattaccabili dalle sostanze chimiche, possono essere impiegati in presenza di liquidi e gas corrosivi.
La trasmissione può essere effettuata mediante una parete di separazione.

L'accoppiamento con magneti può incorporare anche un dispositivo di sicurezza disposto in modo che lo slittamento si verifichi non appena venga raggiunto il momento torcente prefissato.

3.4. - Mandrini magnetici e magneti di sollevamento

I mandrini elettromagnetici delle macchine rettificatrici presentano l'inconveniente che se viene a mancare la tensione di alimentazione oppure se si fonde un fusibile, il pezzo da lavorare viene abbandonato all'istante. Ciò può causare seri danni e può essere un pericolo per il personale medesimo. Le stesse osservazioni si possono fare per i magneti impiegati nel sollevamento dei rottami di ferro. L'impiego dei magneti permanenti in queste macchine aggiunge un fattore di sicurezza alle medesime, dato che l'abbandono del carico si verifica soltanto al momento dell'applicazione di un corto circuito magnetico.
Con magneti di ferroxdure la distanza tra i poli può essere resa molto piccola in tal modo possono essere fissati anche oggetti di piccole dimensioni.

3.5. - Magneti di ferroxdure impiegati nell'estrazione di particelle ferrose

Le particelle di ferro sospese nei liquidi e in tutti i tipi di miscele industriali (lavorazione dei tessili e della carta) spesso possono essere causa di seri danni ai macchinari.

Un dispositivo a magnete permanente per togliere queste particelle ferrose è in grado di prevenire questi danni. Filtri magnetici per olio sono già largamente impiegati allo scopo di ridurre l'usura degli ingranaggi e delle pompe. Nell'abomaso dei bovini un magnete permanente può servire per arrestare rottami e parti di ferro impedendo in tal modo che queste raggiungano lo stomaco.

In tutte queste applicazioni viene sfruttata vantaggiosamente l'inattaccabilità del ferroxdure da parte di composti organici.

3.6. - Altri impieghi del ferroxdure

Oltre all'impiego in campo elettronico, elettrotecnico e meccanico per tutte le industrie, il ferroxdure trova larga applicazione anche nei bisogni quotidiani della vita.

I magneti ferroxdure possono essere impiegati per fissare oggetti alle pareti di materiale ferroso, nelle tavole dimostrative e nei giocattoli ecc.

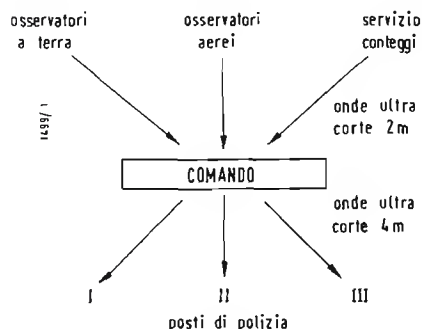
Sono inoltre molto usati nelle serrature magnetiche dei frigoriferi e degli armadi. *A.*

Radio e TV nella regolazione del traffico stradale di una città*

Fig. 1 - Da una torre di controllo, l'occhio della TV scruta sui parcheggi in prossimità della Fiera dell'industria tedesca ad Hannover.

Fig. 2 - Al comando di polizia si seguono le condizioni del traffico e si impartiscono le disposizioni ritenute più idonee.

NELLA CITTÀ di Hannover gli avvenimenti che possono maggiormente compromettere il normale fluire del traffico sono le partite giocate allo stadio Niedersachsen e la Fiera dell'industria tedesca.
Lo stadio ha una capienza massima di 100.000 spettatori che abbisognano di almeno 16.000 posteggi nelle vicinanze. Alla fine di una partita lo stadio si vuota in circa 12 minuti ed in una mezz'ora gli spettatori hanno raggiunto le loro macchine. La quantità di traffico da smaltire può quindi essere veramente impressionante e la polizia cittadina ha studiato preventivamente un sistema che permette di smaltirla in breve tempo. Poichè però un tale sistema viene ad interferire con le linee di traffico normale, si ricorre alla sua applicazione solo quando la circolazione minaccia di diventare caotica.
Una programmazione preventiva del traffico è ancora più necessaria per il periodo della Fiera. Basta pensare che nel recinto stesso della Fiera esistono parcheggi per 30.000 posti ai quali si devono aggiungere altri 15.000 posti nelle immediate vicinanze ed almeno altri 30.000 posti in una circonferenza un po' più ampia.
Durante la fiera del 1958 fu applicato per la prima volta un sistema di controllo della circolazione che prevedeva tre tipi di osservatori: aerei, sopraelevati ed a terra. Nel 1959 furono aggiunte 8 camere televisive della TELEFUNKEN che trasmettevano le immagini direttamente alla centrale della polizia.
Le funzioni del servizio di controllo sono le seguenti:
a) determinazione dell'andamento della densità di traffico e trasmissione delle informazioni via radio al comando
b) registrazione di questi dati
c) ripresa dello stato del traffico in tutti i punti di osservazione con sistemi fotografici o con conteggi.

Nello schema seguente sono tratteggiate le diverse vie di collegamento fra il comando di polizia e le unità periferiche.
Le informazioni dai vari punti di osservazione vengono trasmesse al comando con frequenze nella gamma di 2 m; gli ordini del comando ai vari posti di polizia vengono invece trasmessi con frequenze nella gamma dei 4 m.
Nella regolazione del traffico si hanno tre gradini diversi che dipendono dalla quantità di veicoli: il I gradino serve fino a 30.000 veicoli, il II fino a 45.000 veicoli ed il terzo fino a 75.000 veicoli.
Vediamo ora cosa succede durante un giorno di Fiera. Il controllo del traffico inizia al mattino molto presto, però a quell'ora il traffico non è molto diverso da quello degli altri giorno e viene lasciato scorrere normalmente.
La Fiera apre alle 8,30, però già fra le sei e le sette si nota un sensibile aumento del traffico che si fa via via più pressante e congestionato. Quando esso ha raggiunto una condizione prestabilita, il comando dà ordine di iniziare l'operazione « *A* » in tutti i punti della città. Con questa operazione si riesce ad incanalare ed a rendere più veloce, il traffico in direzione della Fiera. Ciò si ottiene sia rendendo a senso unico determinate strade, sia favorendo il traffico in direzione della fiera rispetto a quello normale che ne risulterà impedito e ritardato. Contemporaneamente nei vari posteggi si devono prendere tutte le misure necessarie per accogliere l'ondata dei veicoli.
Il controllo continuo dell'andamento del traffico permette di stabilire tempestivamente quando si può ritornare al traffico normale. La punta massima di circolazione si ha verso le 8 e dopo solo due ore ci sono dai 30 ai 40.000 veicoli parcheggiati attorno alla fiera.
Alla sera quanto la Fiera chiude si hanno le stesse difficoltà del mattino. Quando il traffico raggiunge una situazione predeterminata, si ordina l'operazione « *R* », alcune strade prestabilite vengono adibite al senso unico in modo da facilitare il flusso dei veicoli in direzione della città. Questa operazione dura naturalmente solo per il tempo strettamente necessario a sbloccare la situazione, che normalmente non supera un'ora.
I risultati ottenuti hanno dimostrato che il sistema adottato ad Hannover rappresenta quanto di più perfetto si possa immaginare nel campo del controllo delle più difficili situazioni della circolazione all'interno delle città. *A.*

(*) Funk, Fernsehen und verkehrsgerechte Strassen, *Notizie Telefunken*, No. 504A.

dott. ing. Giuseppe Checchinato

La Hewlett Packard presenta un orologio elettronico transistorizzato*

Semplifica il confronto fra gli standard locali di frequenza e le trasmissioni di standard primari ed inoltre aumenta la precisione con la quale possono essere effettuati tali confronti.

Fig. 1 - Il nuovo orologio mod 113 AR semplifica il confronto fra gli standard locali di frequenza e le trasmissioni degli standard primari ed inoltre aumenta la precisione di esecuzione di tali confronti.

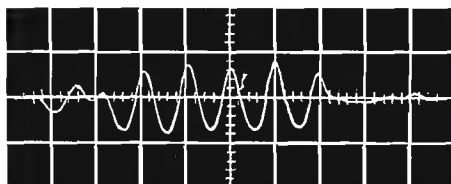



Fig. 2 - Oscillogramma di un tick del segnale WWV. La scala dei tempi è pari a 1 millisec./cm e ciò dimostra l'alto potere risolutivo ottenibile con il nuovo metodo di confronto.

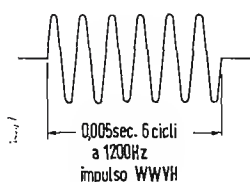
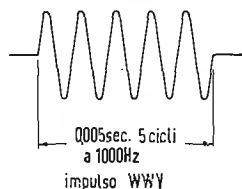



Fig. 3 - Gli impulsi trasmessi ogni secondo dai segnali WWV e WWVH.

TUTTA L'ELETTRONICA ha compiuto in questi ultimi anni degli enormi progressi; in particolare nel campo del controllo della frequenza si possono ormai costruire degli standard a quarzo con una stabilità di una parte su 10^9 oppure degli standard atomici con una precisione di una o due parti su 10^{10}. Si rendono quindi sempre più necessari degli strumenti atti a confrontare con la precisione richiesta il segnale di uno standard primario con quello di uno standard locale.

1. - SISTEMI DI CONFRONTO

Il metodo di confronto più frequentemente impiegato, ma anche il meno preciso, consiste nel controllare direttamente le frequenze dello standard locale oppure le loro armoniche. Con questo sistema la massima precisione raggiungibile dipende dalle variazioni di frequenza che possono essere introdotte dal sistema di trasmissione. Con il sistema normale di trasmissione radio la frequenza ricevuta può differire da quella in partenza fino ad alcune parti su 10^7 a causa dei movimenti della ionosfera. Con più letture si può arrivare ad una precisione di alcune parti su 10^8, però per potere utilizzare tutta la stabilità offerta dagli attuali standard di frequenza è necessario impiegare un sistema di controllo più preciso.

2. - CONFRONTO DEI SEGNALI

Un secondo sistema di confronto è basato sui segnali (tick) tempo trasmessi ad intervalli esatti di 1 sec dalla maggior parte di standard primari, compresi i WWV e WWVH (fig. 3) i quali hanno una precisione di 2 parti su $10^{10} \pm 1$ microsec. e sono continuamente in accordo con il tempo astronomico corretto per tutte le fluttuazioni annuali. Anche nella trasmissione di questi segnali si possono avere gli errori prima ricordati, però l'errore totale può essere ridotto a volontà allungando convenientemente l'intervallo di tempo nel quale la variazione viene integrata. È noto infatti che il segnale arriva al punto di ricezione in qualsiasi posto della terra in una frazione di millisec. Considerando che in un giorno ci sono più di 10^8 msec., due confronti di tempo eseguiti ad un intervallo di 1 giorno possono dare una precisione di frequenza di una parte su 10^8. Eseguendo il confronto dopo un intervallo di parecchi giorni si possono raggiungere delle precisioni di poche parti su 10^{10}.

Il sistema dei segnali tempo ha inoltre il vantaggio di potere garantire uno standard di tempo con una precisione di 1 msec.

(*) HEWLETT-PACKARD Journal. Ulteriori informazioni possono essere richieste alla Ditta Ing. M. VIANELLO, Agente generale per l'Italia.

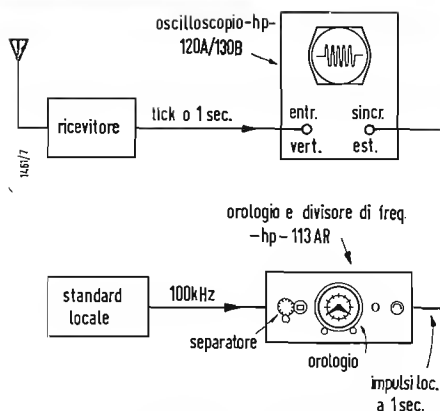



Fig. 4 - Come deve essere collegato il nuovo orologio per potere eseguire il confronto fra uno standard primario ed uno locale.

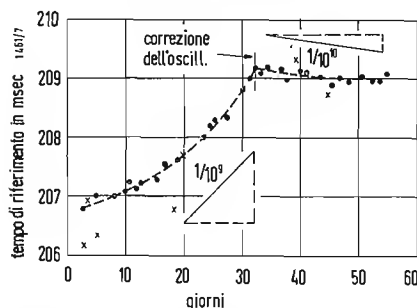



Fig. 3 - Tipico diagramma di controllo di uno standard locale. Esso indica gli errori di tempo in funzione dei giorni. Nei primi 32 giorni l'oscillatore locale lavora con un errore di circa 4 parti su 10^{10}. Poi viene regolato per un errore di 1-2 parti negative su 10^{10} in modo da ottenere dolcemente un annullamento dell'errore precedente.

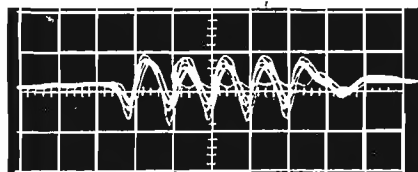



Fig. 6 - Oscillogramma ottenuto registrando più impulsi, ciò si fa per ottenere un più alto potere risolutivo delle lettere. Si legge sempre la posizione del segnale più anticipato.

3. - CONFRONTO SEMPLIFICATO

L'orologio della Hewlett-Packard è stato studiato per semplificare al massimo il controllo degli standard di frequenza con il confronto del tempo (fig. 1). Il principio del sistema è chiarito nella fig. 4. L'orologio viene comandato dalla frequenza dello standard locale e produce un impulso netto ad ogni intervallo di 1 sec. Questo impulso comanda lo sblocco del dente di sega di un oscilloscopio sulle cui placche verticali viene applicato il segnale ricevuto dallo standard primario. Se la posizione di questo impulso si sposta sullo schermo significa che la frequenza dello standard primario e di quello secondario non sono esattamente coincidenti. La differenza di tempo fra i due segnali può essere misurata attraverso uno sfasatore con la manovra del quale si può riportare il segnale ricevuto nella sua posizione originaria stabilita all'inizio delle prove. Si può quindi misurare di volta in volta di quale tempo si è spostato il segnale dello standard locale rispetto a quello dello standard primario. La fig. 2 mostra un oscillogramma tipico del tick ricevuto. La precisione della misura dipende dalla precisione con cui si può stabilire la precisione dell'impulso sullo schermo dell'oscilloscopio. Questa precisione dipende anche dall'abilità dell'osservatore: in condizioni normali può essere migliore di 1 msec ossia di 1 divisione del reticolo della fig. 2. Peró se si registra un oscillogramma con 10 o 20 impulsi sovrapposti si può determinare la posizione dell'impulso più anticipato con una precisione di 100 microsec.

I segnali WWV e WWVH omettono sempre il tick del 59simo secondo, è quindi possibile sincronizzare esattamente l'orologio in modo da avere oltre che una frequenza controllata anche un tempo esattamente in accordo con quello astronomico.

4. - CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE E FUNZIONALI DEL L'OROLOGIO

Come si vede dalla fig. 7 l'orologio riceve in entrata una frequenza di 100 kHz che deve dividere ad 1 kHz. Il circuito di entrata è perfettamente insensibile ai segnali spurii, un impulso di ± 300 V non ha la minima influenza. Il divisore 100/1 kHz è provvisto di avviamento a mano in modo che anche una piccola interruzione dello standard locale blocca l'orologio ed evita delle false indicazioni. Il divisore, che rende disponibile anche una frequenza di 10 kHz, applica il segnale a 1 kHz allo sfasatore che è comandato da una monopola tarata in microsec.

La tensione in uscita ad 1 kHz viene amplificata. Essa alimenta infine un motore sincrono di precisione a poli salienti che attraverso opportuni ruotismi fa muovere le lancette dell'orologio.

Un altro pregio dell'orologio è il fatto che gli impulsi di riferimento vengono ottenuti elettronicamente e non con dei contatti meccanici. Attraverso un sistema di sblocco ottico comandato dal motore sincrono si sceglie dal segnale a 1 kHz un ciclo ogni mille che viene opportunamente trasformato in un impulso molto ripido da un generatore di impulsi formato da circuiti ad alta sensibilità che garantiscono l'esatta posizione dell'impulso a meno di 1 μsec.

L'orologio fornisce altre due uscite: un impulso della durata di 100 msec. in fase con il tick di riferimento ed una tensione a 1 kHz in forma di ripidi impulsi alternati.

L'orologio è completamente transistorizzato ed impiega due soli tipi di transistori. Uno strumento con commutatore permette di controllare la tensione di alimentazione dell'orologio e le correnti nei punti chiave del circuito.

L'alimentazione dello strumento viene derivata da una batteria esterna continuamente in carica automatica per assicurare l'assoluta continuità della alimentazione. *A.*

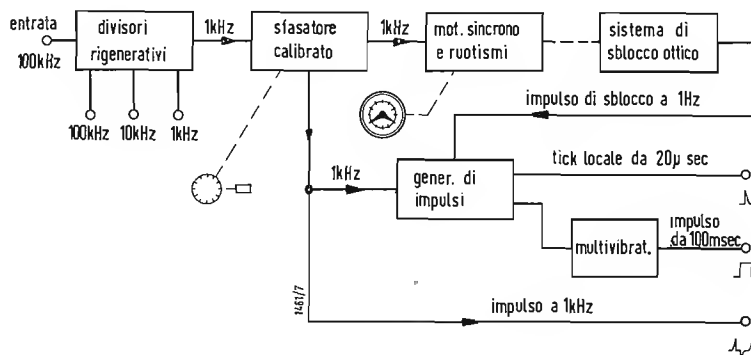



Fig. 7 - Schema a blocchi del nuovo orologio

Dati tecnici del selettore per UHF Philips AT 6321

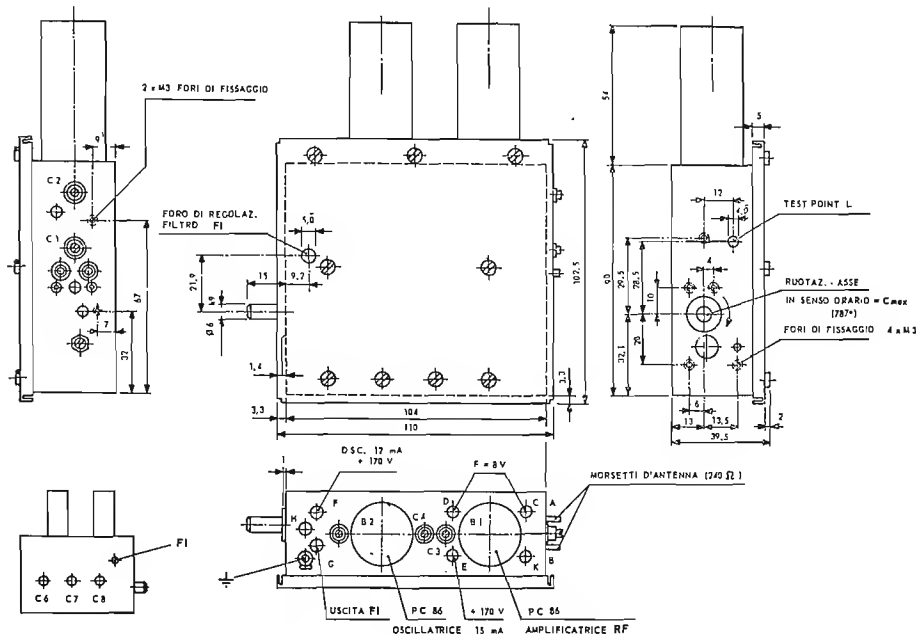



Fig. 1 - Dati d'ingombro del selettore per UHF tipo AT 6321.

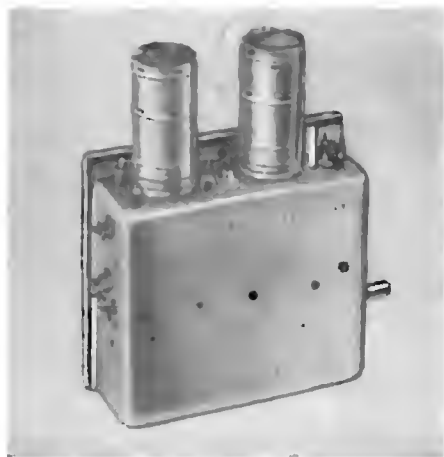



Fig. 2 - Aspetto esterno del selettore per UHF tipo AT 6321.

Il selettore di canali U.H.F. 6321 Philips è previsto per la ricezione dei canali TV delle bande IV e V. La sintonia sui singoli canali si ottiene a mezzo di condensatore variabile.

Il selettore è equipaggiato con due valvole PC86; una con funzione di amplificatrice AF e l'altra come convertitrice autoscillante.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Gamma di frequenza: 470÷790 MHz.

L'asse di comando della sintonia può ruotare per complessivi 787° (in senso antiorario per i canali verso le frequenze più elevate).

Dati di funzionamento: Amplificatrice RF: V_a = 170 V, $I_a \cong$ 12 mA; Convertitrice autooscillante V_b = 170 V, $I_b \cong$ 11 mA.

Accensione: I_f = 300 mA; $V_f \cong$ 8 V_c.

Media frequenza: portante video = 45,9 MHz, portante audio = 40,4 MHz.

Curva di risposta stadio amplificatore RF:

Larghezza di banda (3 dB) a 5;; MHz $\simeq$ 9 MHz, a 650 MHz $\cong$ 10 MHz, a 800 MHz $\cong$ 9 MHz. Valori delle tolleranze come per i selettori VHF.

Adattamento d'antenna: 240 ω con fattore di riflessione all'ingresso <30%.

Fattore di rumore per tutta la banda < 25 kT_0.

Amplificazione a 500 MHz = 12 volte; a 650 MHz = 10 volte; a 800 MHz = 8 volte.

I precedenti valori di amplificazione risultano dal rapporto tra la f.e.m. presente alla griglia della 1ª valvola di FI e quella presente ai morsetti d'antenna, con larghezza di banda di FI di 6 MHz, insellatura della curva < 5% e Q dei circuiti di FI pressocchè uguali (secondo circuito con 8,2 pF, smorzato con 8,2 kω).

Stabilità dell'oscillatore:

a) con variazione di tensione $\Delta V \pm$ ± 10% (tensione del filamento costante): a 500 MHz: Δf_{oscill} ± 80 kHz; a 650 MHz: Δf_{oscill} ± 100 kHz; a 800 MHz: Δf_{oscill} ± 150 kHz.

b) all'accensione (dal 1° al 60° minuto) e con aumento contemporaneo della temperatura ambiente a 25 °C: a 500 MHz Δf_{oscill} < 400 kHz valore medio 300 kHz; a 600 MHz Δf_{oscill} < 400 kHz valore medio 250 kHz; a 700 kHz Δf_{oscill} < 400 kHz valore medio 250 kHz; a 800 MHz Δf_{oscill} < 400 kHz valore medio 350 kHz.

Irradiazione d'antenna: < 450 μV/m a 10 m di distanza;

irradiazione dello chassis: < 50 μV/m a 10 m di distanza;

tensione dell'oscillatore all'uscita della FI: < 500 μV.

Reiezione della FI > 500 volte.
Reiezione della frequenza immagine > 2000 volte.

2. - SELETTORE PER VHF

La Philips ha recentemente presentato un secondo selettore, tipo AT7635/38 per VHF a bobine stampate. Esso è equipaggiato con un tubo PCC88 amplificatore di radiofrequenza in circuito cascode e un tubo oscillatore-convertitore PCF80. *A.*

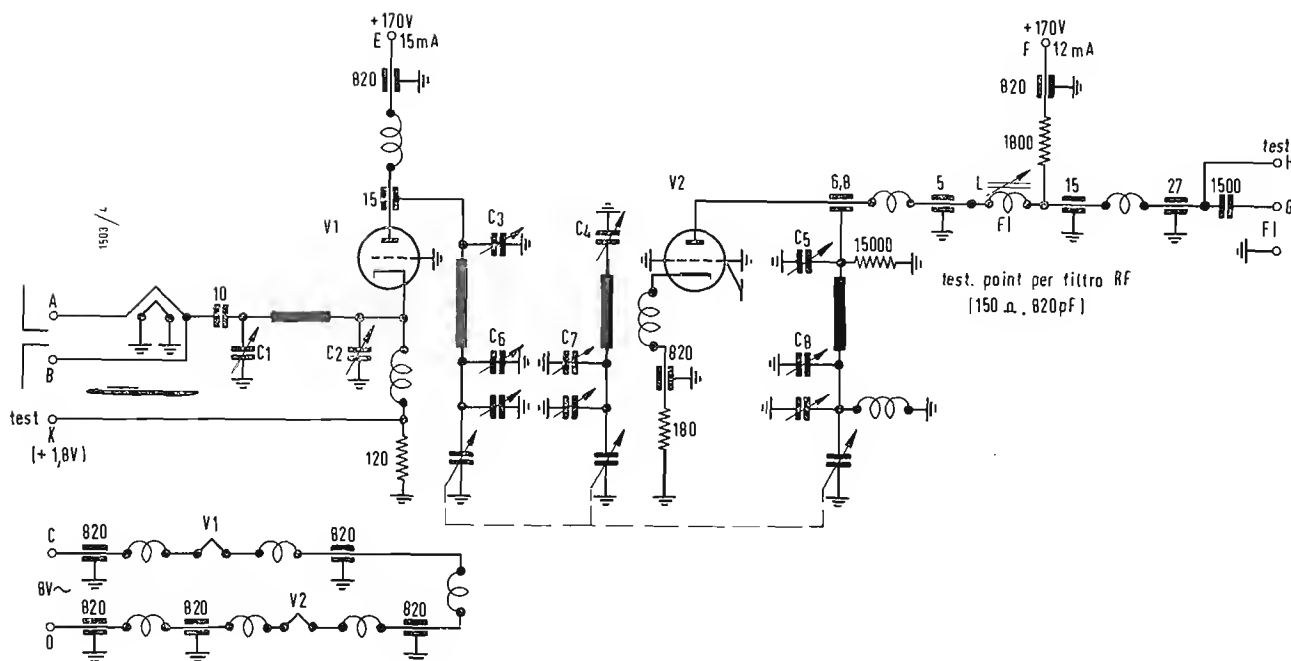



Fig. 3 - Schema elettrico generale del selettore per UHF tipo AT 6321. Il selettore è presentato dalla Philips ed ha una amplificazione variabile tra le 8 e le 12 volte.

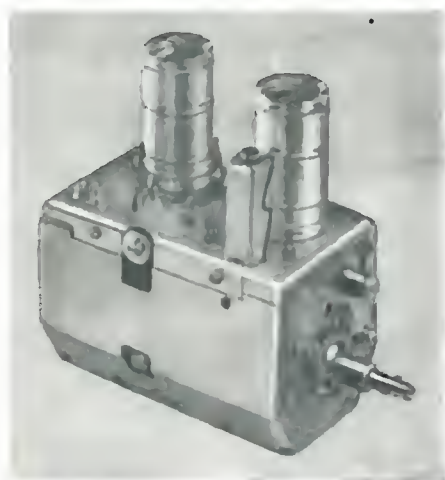



Fig. 4 - Aspetto esterno del selettore per VHF tipo AT 7635-38.

Un sistema francese di televisione a colori

La C.ie Francaise de Télévision ha messo a punto un nuovo sistema di televisione a colori. Contrariamente al sistema americano NTSC, nel quale tutte le informazioni sono trasmesse contemporaneamente (sistema simultaneo), il nuovo sistema francese prevede una sequenza di linee, con la quale le informazioni sono trasmesse linea per linea. I vantaggi del sistema sono: minore rigore delle prestazioni ai trasmettitori, ricevitori e sopratutto ai fasci hertziani; possibilità di utilizzare le infrastrutture dei fasci hertziani esistenti per il nero ed il bianco; maggiore tolleranza alla deformazione dei segnali; regolazione degli apparecchi di ricezione più semplice e più stabile nel tempo. *(p.n.i.)*

Cervelli elettronici per la ricerca e lo sviluppo delle difese « antisom »

Nella sede del Centro di ricerche sottomarine, istituito dal Comando Supremo Alleato SACLANT a San Bartolomeo, a La Spezia, è stato recentemente installato un nuovo impianto elettronico. Si tratta di un UNIVAC scientifico ERA 1101 il più complesso dei calcolatori elettronici della serie UNIVAC, ideati e prodotti dalla Remington Rand, particolarmente adatto per applicazioni che richiedono l'immagazzinamento di grandi quantità di dati, alte velocità di funzionamento ed una grande versatilità di programmazione.
L'importante apparecchiatura del peso di 12 tonnellate e del valore di 2 milioni di dollari, la seconda in Europa di questo tipo, fu simbolicamente donata il 27 aprile u.s., nel corso di una cerimonia ufficiale, dalla Marina degli Stati Uniti al Direttore del Centro, Prof. Eugenio T. Boothe, in occasione del primo anniversario del Centro.
L'ERA 1101 servirà alla soluzione sia di equazioni differenziali che di sistemi lineari, catalogherà i dati oceanografici, faciliterà il tracciamento di carte sottomarine, e in genere aiuterà il centro a raggiungere il fine per il quale è stato istituito: quello, cioè, di studiare i metodi atti a conseguire la sicurezza nel campo della lotta antisommergibile. *(p.n.i.)*

Generatore di geometrie GM 2892 per servizio TV*

Fig. 1 - Aspetto frontale del generatore di geometria, presentato dalla PHILIPS.

IN UNA RECENTE edizione di « *Informazioni tecniche* » della PHILIPS viene presentato questo nuovo strumento con caratteristiche assai interessanti. Esso porta tre gamme di frequenza:
a) 40... 90 MHz Banda I
b) 130...230 MHz Banda III
c) 470...780 MHz Bande IV e V
La scala è calibrata in MHz con indicazione dei canali TV (nelle bande I e III).
Il segnale video con polarità negativa e positiva può essere prelevato separatamente. Esiste la possibilità di modulazione interna o esterna delle portanti video e suono.
L'apparecchio è progettato per essere usato sincronizzato o no con la frequenza della rete. In uscita è montato un attenuatore variabile con continuità; l'impedenza di uscita è di 75 Ω.
Cablaggio a circuiti stampati.
Il generatore di geometrie GM 2892 è progettato per tutte le frequenze attualmente impiegate dalle emittenti TV.
Oltre al controllo degli stadi di alta frequenza, video e audio e dei circuiti di sincronismo, lo strumento consente anche la messa a punto di tutti quegli elementi che determinano linearità verticale e orizzontale dell'immagine. Si può facilmente effettuare il controllo della distanza fra le portanti video e audio.
I principali dati tecnici sono i seguenti:
Portante video nelle gamme di frequenza già citate.
Tensione di uscita per le bande *a*) e *b*): > 20 mV; per la banda *c*): > 5 mV su impedenza di carico di 75 Ω.
Attenuatore variabile con continuità tra 0 e 40 dB.
Portante suono in accordo con i vari standard.
Modulazione interna 1000 Hz, oppure esterna con tensione di 1 V_{eff} (il segnale di 1000 Hz è disponibile all'esterno).
Deviazione della distanza fra portante suono e portante video migliore del 0,5%.
Modulazione video: AM.
Interna, con impulsi di sincronizzazione e di spegnimento (quadro con numero variabile di barre orizzontali, barre verticali, blocchi o quadro fisso).
Esterna, richiede tensioni da 1 a 2 V_{pp}.
Uscita video positiva o negativa 1,5 V_{pp} secondo lo standard. Resistenza interna 150 Ω.
Uscita suono: 1 V_{eff} 1000 Hz, resistenza interna 15 kΩ.
Alimentazione della rete, a 110, 125, 145, 200, 220, e 245 V (50 o 60 Hz). Potenza assorbita circa 48 W.
Con lo strumento viene fornito anche un cavo con adattatore di impedenza 75-300 Ω.
A

(*) In quattro modelli diversi, la PHILIPS presenta questo strumento, destinato agli standard belga, francese, americano FCC, europeo CCIR.

Mostra delle apparecchiature francesi di misura e controllo a Mosca

NEL MESE di aprile ha avuto luogo a Mosca nelle sale del Museo del Politecnico la mostra detta « Misure francesi ».
Sono stati esposti diversi tipi di apparecchiature di controllo e misura, in maggior parte elettronici, adatti per le più svariate applicazioni industriali e di laboratorio. Alcuni tipi presentavano caratteristiche veramente originali. Particolarmente notevole l'apparecchiatura detta « kameka » per il controllo delle leghe. Un raggio elettronico particolarmente stretto, concentrato con una speciale lente elettromagnetica, esplora un provino della lega in esame con un sistema di scansione molto simile a quello adottato in televisione. Per effetto dell'impatto degli elettroni sulla superficie del metallo si generano raggi Röntgen, rivelati da un contatore di Geiger.

In virtù della straordinaria strettezza del fascio, si riesce non solo a fare una analisi qualitativa e quantitativa dei vari componenti la lega, ma anche rivelare le più insignificanti disomogeneità fino alle dimensioni di un micron quadrato. Molti apparecchi, pur non essendo basati su principi completamente nuovi eccellevano per la genialità della realizzazione e la perfetta esecuzione. Alcuni dispositivi adatti fino a poco tempo fa per la loro complicatezza solo ad uso di laboratorio, sono stati realizzati con tali semplificazioni, pur conservando la massima efficenza, da permettere una produzione di serie.
Era da notare un apparecchio per la determinazione spettrale delle caratteristiche di varie soluzioni, simile esteriormente ad un radioricevitore. Mediante la rotazione di una manopola, si sposta su di una scala un indice indicante la lunghezza d'onda della luce illuminante la soluzione in esame. La luce cade su di un elemento fotosensibile, ed il segnale elettrico che si genera, viene rivelato da un galvanometro.
Le apparecchiature ad uso di laboratorio, sono state realizzate in modo da consentire la massima facilità e rapidità d'uso accoppiate naturalmente alla massima precisione.

Fra i vari analizzatori di ampiezza pluricanali esposti, un tipo particolare può discriminare il segnale in esame (per esempio derivante da un contatore a gas) in 60 gruppi a vario livello, fornisce i risultati del conteggio sotto forma di grafico sullo schermo di un tubo a raggi catodici, su di un nastro di carta ed anche stampando i risultati numerici in colonne di cifre.
Inoltre l'analizzatore è fornito di memoria realizzata con elementi a ferrite che « ricorda » i risultati delle misure che vengono ristampati, all'occasione, su nastro.
Un altro apparecchio molto interessante è un biofotometro, che mediante misure di trasparenza, permette di stabilire il grado di sviluppo di colonie di batteri.
I vari gradi di trasparenza della soluzione, la quale viene continuamente agitata da un dispositivo speciale posto nel recipiente, mosso magneticamente dall'esterno attraverso il vetro, vengono registrati da elementi fotosensibili.

Anche nel campo strettamente radiotelevisivo erano esposte realizzazioni di notevole pregio: voltmetri e frequenzimetri digitali, oscillografi con 70 MHz di banda passante, apparecchiature portatili televisive adatte per repertage, lavoranti su onde metriche e centimetriche, gruppi fototelegrafici da inserire su di una normale linea telefonica, trasmettitori a tubi ed a transistors.
La Mostra ha avuto un vivo successo.
(Dalla rivista sovietica *Radio*, maggio 1960). (*p. q.*)

Accordo italo-americano per i semiconduttori

La SOCIETÀ GENERALE SEMICONDUTTORI di Milano, i cui prodotti trovano larga applicazione in campo elettronico ha stipulato un accordo con la società nordamericana FAIRCHILD CAMERA AND INSTRUMENT CORPORATION. In base a tale convenzione la S.G.S. produrrà in Italia il materiale per prodotti Fairchild destinati al Mercato Comune Europeo e la Fairchild venderà in America i prodotti della Società milanese. (*v.o.*)

Gli apparecchi radioriceventi in esercizio nel mondo

Secondo statistiche dell'USIA, alla fine del '59 il numero degli apparecchi radio in funzione in tutto il mondo aveva raggiunto il totale di 336.670.000, con un aumento dell'8% rispetto all'anno precedente. Gli apparecchi esistenti negli Stati Uniti (160 milioni) rappresentano il 49% del totale; l'europa, con circa 100 milioni, raggiunge il 30%. Il maggiore incremento rispetto al 1958 si è avuto nella Europa orientale (inclusa la Russia), la quale è salita da 23.220.000 a 26.520.000 apparecchi. La Cina comunista ha registrato un incremento di ùn milione e mezzo di unità, raggiungendo il totale di 3.500.000 apparecchi. Il Vicino Oriente, l'Asia meridionale e l'Africa hanno registrato nell'insieme l'installazione di 2 milioni 900.000 nuovi apparecchi, portandosi al totale di 13.203.000. I minori incrementi dovuti peraltro alla crescente diffusione della televisione, si sono invece verificati in Gran Bretagna e nel Giappone.

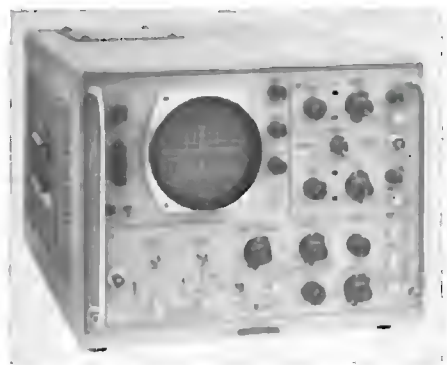
La più alta disponibilità di apparecchi radio per abitante si riscontra negli Stati Uniti; uno per ogni 1,1 persone. Nel Canadà ne esiste uno ogni 1,4 persone: in Giappone uno ogni 6,4; in Italia uno ogni 6,6; nell'Unione Sovietica uno ogni 11,7; e nella Cina comunista 1 ogni 177 abitanti. (*v.v.*)

Microrivelatore di radiazioni nucleari piu piccolo di uno spillo

La HUGHES AIRCRAFT COMPANY ha realizzato un nuovo rivelatore di radiazioni, più piccolo della testa di uno spillo, che si ritiene potrà essere utilizzato per importanti applicazioni umanitarie, come nella terapia del cancro, nonchè in altri settori, come l'astronautica, i controlli per apparati elettronucleari e per processi industriali.
Il dispositivo, denominato « camera di ionizzazione allo stato solido », ha il compito di misurare il numero e l'energia di particelle atomiche ih movimento a velocità elevatissime.
Il rivelatore è essenzialmente costituito da una lamella di silicio, talmente sottile da potere essere osservata a malapena ad occhio nudo. Quando viene colpita da una particella nucleare dotata di carica, il dispositivo emette un impulso che può essere misurato ed analizzato. Il pregio del rivelatore è costituito dalla sua capacità a misurare valori che sino adesso non potevano essere apprezzati.
Secondo un fisico della HUGHES AIRCRAFT, il dott. Stephen S. Friedland, il rivelatore può essere inserito nella punta di un ago ipodermico e non richiede l'impiego di batterie ingombranti, dato che assorbe una corrente a bassissima tensione. Il dispositivo può inoltre individuare e segnalare particelle 1.000 volte più veloci ed è così accurato che può analizzare l'energia delle particelle con un margine di errore inferiore allo 0,5 per cento.
Nella terapia del cancro, il rivelatore potrebbe essere impiegato nella maniera seguente: al paziente si dovrebbe iniettare un quantitativo di boro, un elemento che tende a concentrarsi nei tessuti maligni per un certo tempo. Quindi, nella zona colpita da manifestazioni cancerose, dovrebbe essere inserito il microrivelatore di radiazioni mediante un ago ipodermico.
Il fascio di neutroni diretto sulla zona da trattare dovrebbe provocare la formazione nel boro di particelle alfa, destinate a distruggere i tessuti malati. (*u.s.*)

L'amplificatore 466A della *-hp-* fornisce un guadagno di 20 o 40 dB con risposta di frequenza entro 0,5 dB da 10 Hz a 1 MHz e punti a 2 dB a 5 Hz e a 2 MHz. È completamente transistorizzato e può essere alimentato a batterie.

Cronometro elettronico e dispositivo oscillografico per confronti di tempo

Nel problema della determinazione del tempo e delle longitudini intervengono, come è noto, due operazioni distinte. La prima, che determina lo stato degli orologi con osservazioni astronomiche, può arrivare ad una precisione di qualche unità di 10^{-3} secondi con i più precisi tubi zenitali. La seconda, che consiste nella comparazione reciproca dei diversi orologi e di questi ultimi con i segnali orari, richiede una precisione maggiore, raggiungibile solo con apparecchiature elettroniche. La più grande precisione è richiesta infatti nel confronto di oscillatori a quarzo di alta precisione, nonchè in studi speciali, connessi col problema della determinazione del tempo, come quello riguardante la propagazione dei segnali e delle radioonde, per i quali è indispensabile disporre di registratori di elevata precisione, per mettere in evidenza le variazioni della velocità di propagazione apparente dei segnali stessi, legate all'importante problema della formazione e dello spostamento degli strati ionosferici.
Nella prima operazione vengono usati per le registrazioni stellari moderni cronografi a striscia e punte scriventi, ai quali si tende però a sostituire i più comodi e precisi cronografi stampati al millesimo di secondo.
I primi possono arrivare ad una precisione dell'ordine di 10^{-3} secondi con l'integrazione di una numerosa serie di misure e non sono perciò utilizzabili nello studio della propagazione nè per confronti combinati di orologi a quarzo che richiedono una maggior precisione. Analogamente, ed a maggior ragione, non è consigliabile utilizzare cronografi stampati per questi scopi anche se con essi si può ottenere una maggiore precisione intrinseca, che non supera però il millesimo di secondo. La introduzione di speciali filtri e circuiti a thyratron, al fine di rendere costante la inerzia assoluta delle punte o dell'elettromagnete stampante e di eliminare buona parte dei parassiti atmosferici ed industriali costituisce indubbiamente un progresso ma non aumenta sensibilmente la precisione di questi ultimi specialmente nel confronto di segnali orari modulati.
Sempre nel campo dei cronografi scriventi un posto particolare occupano i noti cronografi a cilindro tipo Belin, che superano in precisione tutti i precedenti tipi
Essi presentano inoltre il vantaggio di dare una rappresentazione grafica quantitativa di una intera registrazione di segnali, il che permette una rapida lettura nella misura dei confronti. Quest'ultima caratteristica unita ad un notevole potere separatore risulta utilissima nella individuazione, durante le registrazioni radio, dei segnali diretti e di superpropagazione che vengono a distribuirsi lungo diverse generatrici del cilindro facilmente distinguibili. Anche la precisione assoluta di questi ultimi, con normali cilindri di diametro di 20 o 30 cm, solo nel migliore dei casi può scendere però a qualche decimillesimo di secondo; inoltre, come tutti i cronografi elettromagnetici, essi sono soggetti ai ritardi variabili di inerzia delle punte battenti, che costituiscono uno degli inconvenienti più gravi di questi tipi di registratori.
Per questi motivi è stata più volte ribadita l'esigenza di disporre di apparecchi registratori di alta precisione per il confronto degli oscillatori a quarzo e dei se-

Un oscilloscopio rispondente alle specifiche militari (in particolare le MIL-E-16400B) per urti, vibrazioni, umidità e temperatura e stato recentemente presentato dalla HEWLETT-PACKARD. Il nuovo amplificatore verticale è a doppia traccia con sensibilità di 20 mV/cm e consente la visione di due distinti fenomeni o l'amplificazione differenziale di segnali dalla continua a 14 MHz.

Alla Wescon Show in Los Angeles la Hewlett-Packard presenta un oscilloscopio tra 10 e 1000 MHz e un voltmetro con fondo scala di 1 mV a 1000 MHz. Qui riproduciamo l'aspetto frontale del millivoltmetro, modello 411A. Tra le caratteristiche più salienti: la gamma, da 1 mV a 10 V f.s.; il campo di frequenza, fino a 1000 MHz; la scala lineare.

gnali orari, tali da eliminare anche l'amplificazione in c.c. dei segnali orari stessi ed i ritardi di diversa natura ad essa connessi. Recentemente, poi, in occasione dei lavori per l'Anno Geofisico Internazionale, precise istruzioni sono state date per potenziare i complessi di registrazione dei segnali. A tal fine si utilizzano generalmente: a) metodi di lettura per mezzo di oscillografi catodici; b) metodi a contatori di impulsi (cronometri elettronici).

Nell'uno e nell'altro caso è necessario tener presenti gli scopi che si vogliono realizzare con questi dispositivi. Infatti si può dire che essi presentano caratteristiche complementari ed in un certo senso opposte, permettendo i primi una grande sensibilità, mentre con i secondi è possibile raggiungere una più elevata praticità e precisione nei risu'tati delle letture.

Quest'ultima è ottenibile però a condizione che il fronte dei segnali, in modo particolare i segnali radio, sia sufficientemente ripido e la ricezione priva di interferenze e rumori di fondo. In caso contrario non è più conveniente utilizzare i metodi a contatore, non essendo consigliabile introdurre sistemi di filtraggio i quali, oltrechè introdurre ritardi, possono alterare la forma di segnali in arrivo.

Il problema relativo alla pendenza del fronte d'inizio dei segnali è uno dei più complessi e discussi perchè legato a vari fattori spesso incogniti a priori. Tra questi i più importanti sono costituiti dalle deformazioni introdotte dalla trasmissione e dalla ricezione sul fronte d'inizio del segnale stesso. Queste ultime acquistano particolare rilievo relativamente ai segnali telegrafici, che attualmente sono quelli che vengono emessi dal maggior numero di stazioni. Per quanto riguarda invece i segnali modulati, del tipo WWV o IIBN, essi presentano l'indiscutibile vantaggio di possedere una forma ben determinata che può essere visualmente o fotograficamente identificata e ritenuta senza deformazioni e con notevole precisione per mezzo di sistemi oscillografici. Dato il grande potere separatore di questi dispositivi si può dire che essi si presentano particolarmente adatti per la ricezione di questi ultimi segnali. A questo scopo sono stati escogitati semplici metodi oscillografici, come quello presentato dal De Haas, utilizzando segnali delle stazioni WWV e WWVH. Naturalmente anche con metodi basati unicamente sul principio dei contatori si possono effettuare misure di elevata precisione tra segnali orari modulati. Essi richiedono però dispositivi complessi di controllo come quello attuato presso il Radio Laboratory of the Netherlands Postal and Telecommunications Services, che dà una precisione di 10 μ sec. per ogni confronto tra secondi di tempo e che discrimina automaticamente dalla misura, tutti i segnali radio distorti od alterati.

Queste ed altre considerazioni sono state tenute presenti dall'Osservatorio di Brera, allorchè vennero riprese, in occasione dell'Anno Geofisico Internazionale, osservazioni per la determinazione della Longitudine e per il servizio dell'Ora,

Data l'importanza di queste attività, che sono continuate anche dopo l'AGI. si pensò subito di organizzare un apparato di registrazione che tenesse presenti le più moderne esigenze e fosse suscettibile di adeguarsi e di rispondere con la precisione richiesta e senza eccessive complicazioni a tutte quelle questioni che la più recente tecnica della registrazione pone continuamente.

Per essere in grado di utilizzare, in tutte le situazioni, i vari tipi di segnali locali o radio, a onde portanti o modulate, vennero progettati due dispositivi, praticamente indipendenti, l'uno basato sul principio del contatore di impulsi ed il secondo utilizzando un oscilloscopio opportunamente adattato.

Tutta la parte meccanica ed elettronica costituente il complesso è stata attuata nel laboratorio e nell'officina dell'Osservatorio di Brera, diretto dal Prof. Francesco Zagar, ad eccezione del normalizzatore d'impulsi, la cui accurata esecuzione è stata affidata alla ditta Telettra di Milano, e dell'oscilloscopio originale progettato e costruito dalla ditta Tes di Milano.

I due dispositivi — cronometro elettronico e dispositivo oscillografico — realizzati all'Osservatorio di Brera, sono stati completamente descritti in una nota presentata dai Dott. Federico Brando e Edoardo Proverbio all'Istituto lombardo di Scienze e lettere. Dall'analisi e discussione degli errori intrinseci dei dispositivi si può concludere affermando che la precisione interna del contatore elettronico e del dispositivo oscillografico risultano ambedue non inferiori ad una unità di 10^{-4} s. Ciò significa che effettuando misure in buone condizioni è possibile ottenere in ambedue i casi un'incertezza massima di una unità della quarta cifra decimale.

I due studiosi ritengono che questo risultato possa soddisfare le esigenze del servizio e dei lavori in corso all'Osservatorio di Brera, connessi con la misura e registrazione del tempo, perlomeno fino a che nuovi, sensibili miglioramenti non saranno apportati alla tecnica delle osservazioni astronomiche ed alla conoscenza della propagazione delle radioonde.

Per quanto riguarda invece il confronto di segnali di frequenze di campioni, queste precisioni sono attualmente dello stesso ordine di quelle fornite dagli oscillografi a quarzo; esse dovranno raggiungere un ordine di grandezza superiore (10^{-5} s) allorquando i segnali al secondo saranno ottenuti con demoltiplicatori elettronici e particolari accorgimenti saranno adottati per migliorare il funzionamento degli oscillatori a quarzo dell'Osservatorio. (*i.s.*)

dott. Guido Silva

Problemi d'un laboratorio TV per UHF Strumenti d'impiego generale

(parte seconda)

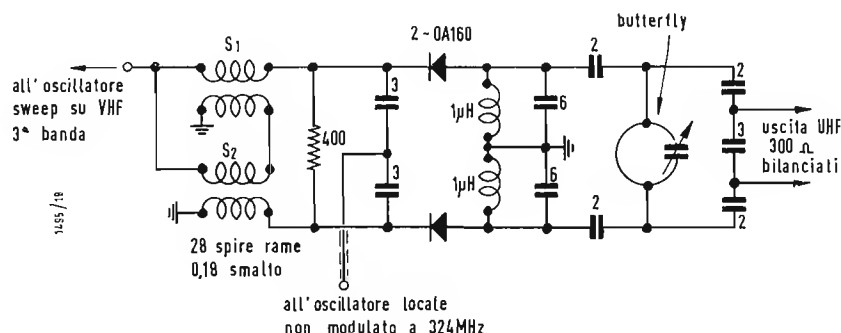



Fig. 1 - Schema elettrico di damper (tedesco).

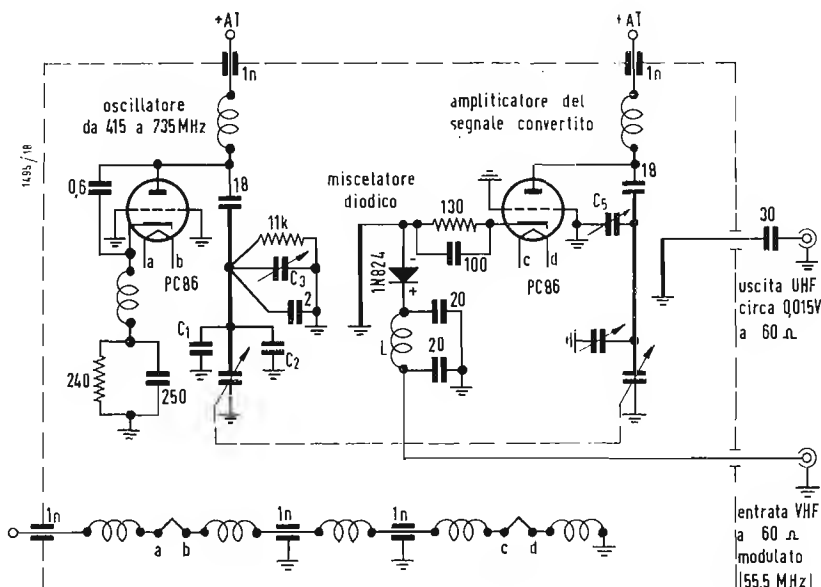



Fig. 2 - Generatore GRUNDIG.

Nello scorso numero de *l'antenna* abbiamo passato in rassegna gli strumenti più comunemente usati nel campo televisivo U.H.F. In particolare abbiamo accennato alla possibilità di trasformarne una parte da V.H.F. in U.H.F., con spesa limitata. Scopo delle note che seguono è appunto di guidare il lettore in una concreta realizzazione, ampiamente sperimentata che gli consenta immediati risultati positivi. Abbiamo già anche detto che mediante il processo di conversione è possibile trasferire la frequenza di lavoro nel campo delle U.H.F. Questa « trasformazione » può essere ottenuta mediante due distinti criteri che esamineremo: (1) ricorrere al « transfer » con modulatore diodico bilanciato ed oscillatore locale U.H.F., oppure (2) servirsi dell'ormai classico diodo al silicio IN82A seguito da una sezione oscillatrice sempre su U.H.F. Del primo sistema è stata data ampia recensione su *Radio Mentor* di un paio di anni or sono a firma di un noto specialista della Telefunken. Il circuito illustrato a fig. 1 comprende un « balun » adattatore dai 75 Ω di uscita del generatore sweep (f_1) all'impedenza del circuito del transfer caricato dal resistore da 400 Ω. Attraverso due condensatori di minima capacità connessi agli estremi dell'ingresso è applicato il segnale proveniente da un oscillatore locale (f_2) di buona stabilità, a frequenza fissa, pari a 324 MHz. Due diodi Telefunken OA160, scelti in coppia, mediante due piccolissime capacità trasferiscono il segnale risultante somma dei due, ad un circuito a farfalla o butterfly (di cui si dirà in seguito) accordabile da 480 a 525 MHz. Attraverso un partitore capacitivo, si ottiene all'uscita il segnale richiesto su impedenza di 300 Ω. Naturalmente, essendo fissa la frequenza dell'oscillatore locale quella dello « sweep » potrà variare da circa 162 a 196 MHz. Il proces-

so di conversione per somma è ottenuto mediante il « modulatore equilibrato » ad elementi simmetrici. La frequenza somma dei segnali è favorita dal senso degli avvolgimenti di S_1 ed S_2, dalla risonanza del circuito a farfalla oltre che dalla differenza di fase delle due bande laterali generate, sfruttando la non linearità dei diodi.
Il circuito, di semplice realizzazione richiede solo una certa cura nella costruzione di S_1 ed S_2 e del complesso sintonico finale.

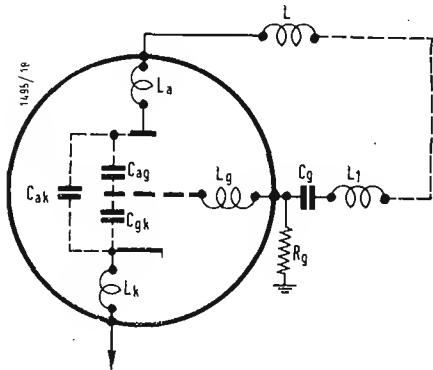



Fig. 3 - Circuito equivalente di oscillatore triodico.

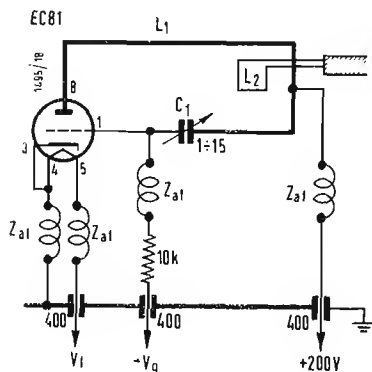



Fig. 4 - Generatore a 470 MHz di costruzione PHILIPS.

Se lo sweep consente un'uscita superiore a 0,1 V e l'oscillatore locale almeno 1,5 V l'uscita U.H.F. si mantiene sull'ordine di 10 mV. Naturalmente, la realizzazione elettrica e meccanica dell'oscillatore locale deve essere eseguita secondo i canoni caratteristici dei circuiti U.H.F.
Un altro dispositivo, recentissimo, inteso allo stesso scopo, dovuto a Heinz Meyer della Grundig e pubblicato su *Funkschau* N. 9 di quest'anno, è riportato in fig. 2. Si tratta di un convertitore comprendente una PC86 oscillatrice che copre la banda da 415 a 735 MHz, seguito da un diodo miscelatore 1N82A e da una PC86 amplificatrice del segnale convertito in U.H.F. L'uscita su 60 Ω, si aggira su 0,015 V. L'entrata in V.H.F. è connessa ad un comune sweep su circa 55 MHz, capace di fornire una tensione di almeno 0,1 V.

Certo, la costruzione di un dispositivo del genere non è alla portata di tutti! Problemi di natura matematica (collegati particolarmente al monocomando), oltre che di ordine realizztaivo, ne sconsigliano la messa « in cantiere » ai non attrezzatissimi. Restano però sempre interessanti i criteri tecnici seguiti nel progetto.

Una variante che non pone l'incognita del monocomando potrebbe essere ottenuta mantenendo costante la frequenza dell'oscillatore U.H.F. di sinistra, variabile quella dello sweep V.H.F. sintonizzando caso per caso l'uscita U.H.F. Però sarebbe quanto mai opportuno una sintonia supplementare separata per *L*.

I due condensatori (divenuti variabili) dovrebbero essere comandati, esternamente, al centro della frequenza sweep prescelta. Quindi la semplificazione sarebbe sempre piuttosto relativa! Resta comunque, anche in questo caso degno di nota l'impiego del triodo PC86 come amplificatore del segnale convertito in U.H.F. Esso è particolarmente richiesto quando le tensioni in arrivo sono limitate. È ben noto, del resto, che non ha senso parlare di guadagno di conversione quando si usa il diodo 1N82A! L'attenuazione del segnale è tale che, in uscita, è quasi sempre conveniente uno stadio di amplificazione. Fa eccezione, naturalmente, il caso in cui l'entità dei segnali e la sensibilità del ricevitore in esame non pongano limitazioni nella utilizzazione pratica. Comunque, qualsiasi soluzione si voglia accettare nella conversione del segnale da V.H.F. in U.H.F., il problema dell'oscillatore locale, con tutti i suoi addentellati è bene lo impostiamo subito.

1. - CONSIDERAZIONI GENERALI SUGLI OSCILLATORI U.H.F.

È noto che nel campo U.H.F. non è possibile impiegare i circuiti comunemente usati sulle frequenze inferiori. Gli stessi isolanti vanno scelti con cura.

Il plexiglass ad esempio, ancora discreto a frequenze dell'ordine dei 200÷300 MHz, a 600 diviene inutilizzabile per le sue perdite. Unici materiali consentiti sono: il polistirolo, il teflon, (algoflon), il polietilene, alcune ceramiche, oltre naturalmente, all'aria secca e non jonizzata. I conduttori devono essere argentati per ridurre le perdite al minimo. I collegamenti vanno fatti brevissimi con conduttore di rame, di sezione piatta. Le saldature, in particolare, dei ritorni a massa, curate scrupolosamente.
I circuiti impiegati, come meccanismo di funzionamento, restano gli stessi. Si diversificano naturalmente i dettagli costruttivi. Molto usato, tra gli oscillatori è il Colpitts sino a frequenze dell'ordine di 250÷ 300 MHz. Oltre, regna incontrastato l'ultraudion. In pratica, possiamo dire che il campo delle U.H.F.-TV inizia al limite di lavoro dei circuiti oscillanti a costanti concentrate e si proietta nell'orbita delle microonde. Fattori molto critici nel dimensionamento dei complessi sono: la capacità interelettrodica, l'induttanza dei reofori ed il tempo di transito per quanto riguarda le valvole. Li rivedremo subito dopo. La riduzione proporzionale delle dimensioni dei tubi incide favorevolmente sull'insieme dei parametri, ma limita la dissipazione termica degli elettrodi.

Comunemente i tubi destinati alle U.H.F. hanno più collegamenti per elettrodo. (Vedi 6AF4A e EC86). Essi possono essere connessi in parallelo per ridurre l'autoinduzione dei terminali e le perdite o tenuti separati per le correnti di ritorno agli elettrodi (vedi 6AK5). In fig. 3 sono rappresentati i fattori che caratterizzano le condizioni di funzionamento di un tubo in U.H.F. Le induttanze L_a, L_g ed L_k esprimono altrettanti elementi di limitazione che entrato nel giuoco oscillatorio. Le capacità interelettrodiche non sono da meno, con la capacità totale

$$C_t = C_{ag} + \frac{C_{gk} \cdot C_{ak}}{C_{gk} + C_{ak}}$$

determinano in gran parte la frequenza di risonanza del tubo in esame. Inoltre, decisivo agli effetti della frequenza oscillatoria limite è anche il tempo di transito degli elettroni dal catodo alla placca. Alle iperfrequenze il tempo diviene un elemento comparabile con il periodo oscillatorio proprio ed il flusso elettronico risponde con ritardo agli impulsi della tensione di griglia. Ne deriva che il richiesto rapporto di fase tra placca e griglia non sussiste più ed il ciclo oscillatorio si smorza.

Da notare anche che il circuito catodico non è quasi mai direttamente collea massa: o si impiega un'impedenza RF od una linea in $\lambda/2$ o $\lambda/4$. Ciò a causa della rettanza dei terminali catodici alle U.H.F.
Queste considerazioni ci porterebbero lontano e finirebbero per... snaturare lo scopo di volgarizzazione che ci eravamo proposti. Per riportarci in carreggiata, ecco a fig. 4 lo schema di un generatore U.H.F. dovuto a Philips. Esso costituisce un « limite » difficilmente superabile in quanto facendo ricorso a valvole di struttura interelettrodica normale (anche se specialmente costruite per la gamme delle U.H.F.) impiega ancora circuiti a costanti concentrate. A fig. 5 la fotografia relativa. A fig. 6 invece lo spaccato di una tipica valvola disc-seal: la EC55 Philips di struttura interelettrodica inusitata per

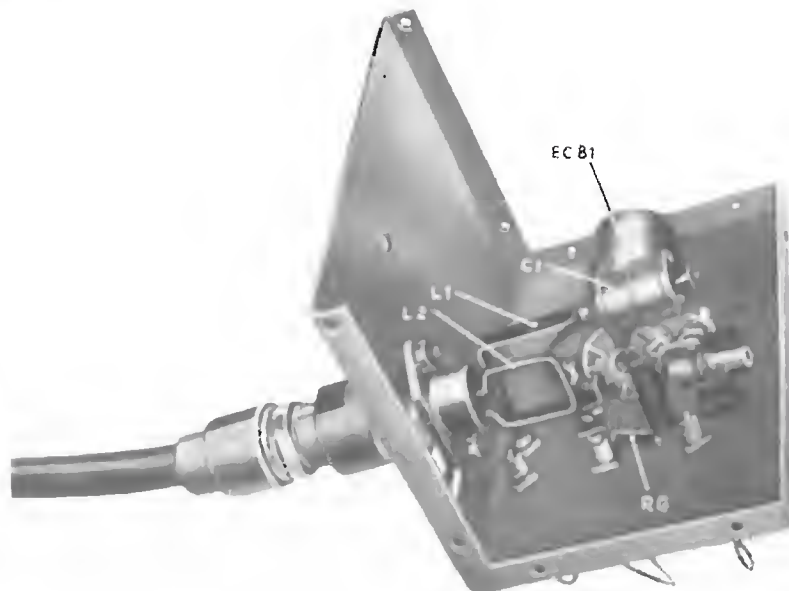



Fig. 5 - Fotografia del generatore PHILIPS di cui alla fig. 4.

Fig. 6 - Valvola EC35.

le frequenze normali, e destinata a funzionare con circuiti coassiali sino a frequenze limite di 3000 MHz, pari a 10 cm di λ. Sorvoliamo di proposito sulle altre valvole americane a «matita» e sulla speciale microminiatura metallo-ceramica 6BY4 prevista per un eccellente servizio sino a 1000 MHz! Vedi fig. 7. Le loro brillanti caratteristiche purtroppo non possono collimare con un prezzo ragionevole, pertanto il loro uso è riservato a scopi speciali.

Quanto ai circuiti da impiegare sulle iperfrequenze ed agli elementi costituenti, parlano per noi le cifre! Se pensiamo che un condensatore da 5 pF ha una reattanza di 40 Ω circa a 800 MHz e che un conduttore di una diecina di centimetri di lunghezza, di diametro pari ad 1 mm ha un coefficiente di autoinduzione L dell'ordine di 0,1 μH e che alla stessa frequenza la sua reattanza è circa 500 Ω, vediamo subito che la risonanza a 800 MHz si può raggiungere (teoricamente) solo con lunghezze ben minori! Entriamo infatti nell'ordine dei mm!

A peggiorare la situazione, com è noto, nel dimensionamento dei C.O., intervengono anche le capacità parassite, cioè le capacità interelettrodiche e distribuite. Un po' a tutti sarà capitato, agli albori dell'esperienza, di aver calcolato un C.O. per V.H.F., poniamo a 250 MHz, per ritrovarlo poi fiaccamente oscillante a 160! Come mai? Rifatto il calcolo lo si è trovato esatto..... Infatti, ammessa teoricamente una capacità C = 2 pF, la L si ricava da:

$$L_{\mu H} = \frac{25.330}{f^2_{MHz} \cdot C_{pF}}.$$

Pertanto, sostituendo, troviamo: L = = 0,2 μH. Ora, un'induttanza di tale valore può essere costituita da 4 spire di filo di rame da 2 mm, di lunghezza pari a 15 mm e diametro interno 12 mm. Tutto in regola, però il circuito funziona su una frequenza minore!... La cosa è semplice: la capacità C_{tot} non era 2 ma 5 pF a causa delle capacità parassitarie intervenute! È lampante che per generare delle U.H.F. dobbiamo ricorrere a circuiti strutturalmente diversi che consentano dimensioni ragionevoli degli elementi ed un Q almeno meritevole di essere preso in considerazione! Dovremo cioè ripiegare sui circuiti a costanti distribuite, sui dispositivi butterflu o semi-butterfly.

Dei primi fanno parte le *linee bifilari* e le *coassiali*.

L'impiego delle linee è forse più pratico da vari punti di vista però, in genere, è limitato a frequenze inferiori ad 800 MHz, quindi interessanti le gamme IV e V TV. Per questo lo svilupperemo particolarmente. A frequenze superiori ad 800÷1000 MHz la linea bifilare cede il posto alla coassiale che presenta il vantaggio enorme di una irradiazione più limitata. Essa però presuppone anche la risoluzione di problemi costruttivi ben più complessi. Oggi, in genere, si ricorre alla seconda soluzione in tutti i moderni gruppi di conversione U.H.F. ed in alcuni strumenti di misura. Il dimensionamento definitivo dei circuiti non è affatto semplice ed è frutto di una complessa analisi matematico-sperimentale. I rapporti geometrici reciproci dell'esterno del conduttore interno, e dell'interno dello schermo esterno sono pregiudiziali agli effetti della stabilità della frequenza generata. Il monocomando, come si è visto, non è di soluzione immediata e

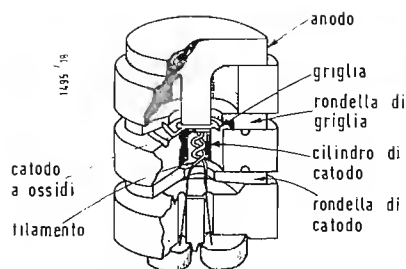



Fig. 7 - Spaccato della valvola 6BY4.

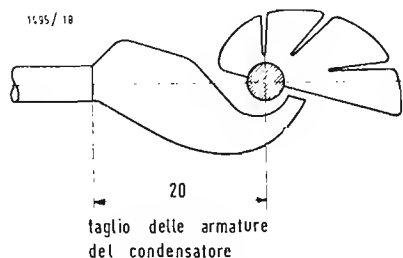



Fig. 8 - Profilo di un condensatore variabile per U.H.F.

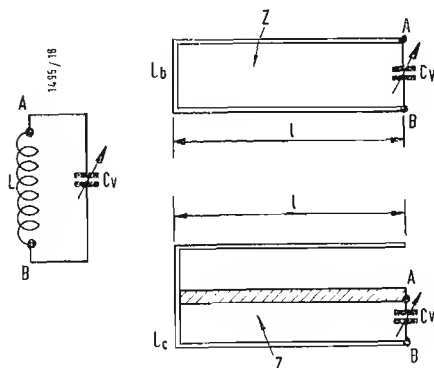
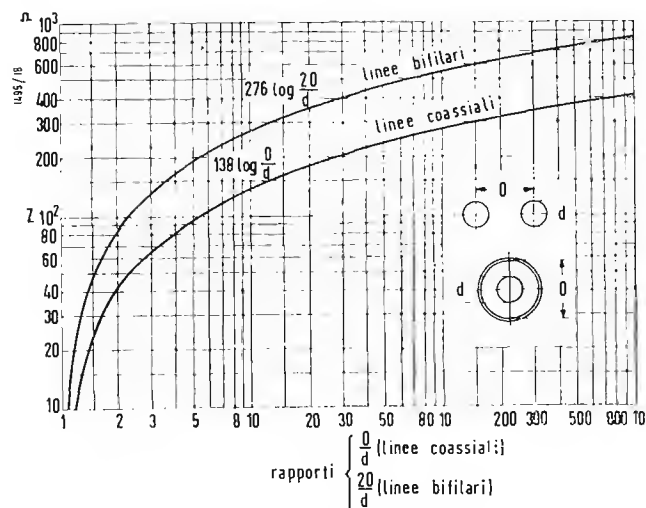



Fig. 9 - Analogia tra C.V. e linea bifilare o coassiale.

la sagomatura del variabile deve essere sperimentalmente determinata. In fig. 8 è visibile il profilo delle armature di un condensatore variabile CV per gruppo U.H.F. ricavato da *Radio Mentor* del luglio 1958. L'impostazione del calcolo di massima di una linea bifilare o coassiale, avviene secondo l'analogia di fig. 9 in cui CV, in unione alla linea L_b o L^c si comporta come nel caso classico della risonanza in parallelo. Fissata la frequenza di lavoro f, l'impedenza caratteristica Z, la capacità C (CV può essere calcolato al massimo della capacità) si può ricavare la lunghezza geometrica l alla quale il complesso condensatore-linea si porrà in risonanza alla frequenza f. Al solito, la risonanza

è ottenuta alla condizione: $\frac{1}{C\omega} =$

$= L\omega$, essendo $\omega L = z \cdot \text{tg}\ a$ in cui ωL = reattanza induttiva tra A e B alla frequenza fissata.

Poichè $a = \frac{2\,\pi\,l}{\lambda}$ = lunghezza elettrica della linea in gradi, e $2\,\pi = 360°$, l sarà la lunghezza geometrica della linea in cm, mentre λ la lunghezza d'onda, pure in cm. Conosciuta la reattanza

capacitiva: $\frac{1}{\omega C}$ alla frequenza f,

$\left(X_c = \frac{160.000}{f_{Hz} \cdot C_{\mu F}} \right)$, si ricava tg a =

$= \frac{1/\omega\ C}{Z}$ da cui, mediante una tavola delle tangenti, a e l, in cm, secondo la formula: $l = 83 \cdot a/f$ in cui a in gradi ed f in MHz. Si può subito rilevare che l'influenza di una data capacità su λ è tanto meno sentita quanto minore è Z; da cui la possibilità di realizzare linee di dimensioni modeste fissando convenientemente l'impedenza, il cui miglior valore, l'esperienza ha dimostrato essere prossimo ai 120 Ω. Abbiam visto che a frequenze dell'ordine dei 300 ÷ 800 MHz si ritiene più pratico l'uso delle linee bifilari. In esse l'interdistanza dei conduttori a λ dell'ordine del metro diviene un fattore apprezzabile comparato con λ stessa. Pertanto la si limita a circa 1/10 di λ senza ridurla a meno del doppio diametro dei conduttori per non suscitare l'« effetto di prossimità » causa di eccessive correnti parassitarie. Buona norma è sempre ridurre l'irradiazione schermando integralmente i circuiti in oggetto anche se questo inevitabilmente comporta una riduzione del Q. Miglior cosa certo, quando sia possibile, è racchiudere il tutto in scatole ermetiche di fusione in lega leggera, internamente lucide. Quasi sempre la doppia linea è dimensionata su $\lambda/4$. In queste condizioni il complesso circuitale dell'oscillatore teoricamente lavora sulla frequenza determinata dalle dimensioni geometriche della linea stessa. In pratica però, intervenendo le capacità inter-elettrodiche della valvola, la linea risulta più corta del quarto della lunghezza d'onda generata. Il coefficiente di sovratensione di una linea è di norma molto elevato (dell'ordine delle migliaia) ed in genere ben superiore a quello di un comune C.O. su frequenze molto più basse. La formula: $Q = \frac{6{,}28 \cdot Z}{\lambda \cdot R}$ ci dice che a parità di altri fattori la lunghezza d'onda λ è inversamente proporzionale a Q. Pertanto esso cresce al crescere della frequenza di lavoro. Z è l'impedenza caratteristica della linea e vale: $Z =$ $= \frac{2\,D}{d}$, dove D è la distanza tra asse

linee bifilari { D = distanza assiale tra i conduttori; d = diametro d'un conduttore

linee coassiali { D = diametro interno del conduttore esterno; d = diametro esterno del conduttore interno

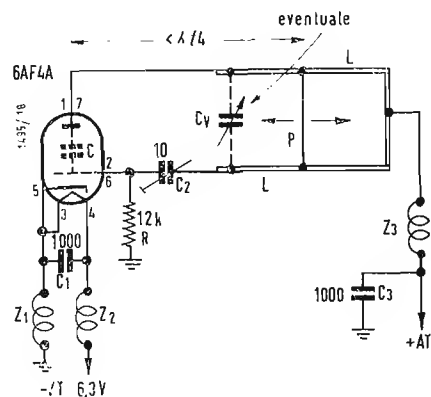



Fig. 10 - Diagramma dell'impedenza di linee bifilari e di linee coassiali.

Fig. 11 - Oscillatore a linea bifilare.

Fig. 12 Elemento ad arco della Mallory.

ed asse dei conduttori e d il diametro di uno dei due. A fig. 10 è riportato il diagramma caratteristico della impedenza per linee bifilari e coassiali in funzione delle relative dimensioni geometriche. R esprime la resistenza equivalente di perdita (in Ω/m).

Certo un Q così elevato è un vantaggio sconosciuto nei circuiti a costanti concentrate! I suoi valori massimi teorici sono raggiunti per le linee simmetriche nel caso in cui il rapporto $D/r = 6$; cioè quando la distanza D è 6 volte il raggio. Usando invece circuiti coassiali il valore ideale è 3,6. Però, modificando i rapporti non si determinano rilevanti variazioni. A fig. 11 è riportato lo schema generico di un oscillatore a linea bifilare di lunghezza pari a $\lambda/4$. La variazione di frequenza è ottenuta spostando il ponticello P oppure facendo variare la capacità CV. Frequentemente il condensatore viene omesso e ci si limita a spostare P per raggiungere la risonanza in parallelo. Come si è già visto, anche in questo caso, la capacità interelettrodica C_{tot} costituisce parte integrante del complesso oscillatorio. Pertanto, volendosi porre il circuito in risonanza su una frequenza f, l'impedenza di ingresso Z_i della linea deve essere induttiva ed eguale alla reattanza capacitiva $1/\omega C$. Ma è pure noto che una linea cortocircuitata ad un estremo è caratterizzata da una impedenza di ingresso induttiva solo se la sua lunghezza è inferiore a $\lambda/4$. Ecco quindi giustificata la ragione per cui la linea L è sempre minore di $\lambda/4$.

In pratica, oggi, la variazione di frequenza è generalmente ottenuta mediante un doppio cursoio a spazzola di sicuro contatto. Con circuiti del genere si raggiungono abbastanza facilmente frequenze dell'ordine dei 1000 MHz. Oggi però, per ragioni di spazio, si preferiscono circuiti a linea bifilare disposti ad arco. Probabilmente, la prima realizzazione industriale del genere è dovuta alla Casa Americana Mallory che la impiegò nel suo gruppo convertitore U.H.F. di cui a fig. 12 è visibile un elemento ad arco. Esso presenta una induttanza L di 0,04 μH con una capacità di 2 pF ed una frequenza di risonanza prossima a 530 MHz. Con una capacità aggiuntiva di 1 pF, la frequenza propria si sposta a 460 MHz, cioè al limite inferiore delle U.H.F.-TV.

Quando si tratti di monocomandare due o più circuiti, per la messa in passo del complesso, si fa ricorso ad una piccola capacità C_1 da inserire ai terminali aperti della linea. Questa viene regolata all'estremo basso della frequenza. Al contrario, al minimo della lunghezza d'onda va regolata la posizione relativa del ponticello P, come a fig. 13.

Un particolare circuito caratterizzato da un elevato Q e da un rilevante rapporto di gamma (f_{max}/f_{min}), da eccellente stabilità nel tempo, dimensioni limitate e basso coefficiente di temperatura è il butterfly. Nelle fotografie di fig. 16 a e b sono riprodotti alcuni esemplari impiegati su strumenti di misura sempre nel campo U.H.F. Prerogativa del butterfly: variare contemporaneamente L e C in quanto lo statore agisce anche come spira induttiva mentre il rotore come condensatore variabile e shunt per l'induttanza. In fig. 14 è rappresentato graficamente, in tre tempi, il meccanismo di funzionamento del circuito. In a) la capacità è minima e l'induttanza pure, la frequenza è quindi massima, in b) si ottengono valori intermedi anche come frequenza, in c) l'induttanza è massima ed altrettanto la capacità, quindi la frequenza generata è minima. Un vantaggio preponderante di questo circuito è l'assenza di ogni contatto strisciante, causa di tanti disturbi nel campo delle iperfrequenze. Una variante detta anche semi-butterfly è stata usata tra gli altri da Du Mont in convertitori sperimentali U.H.F.

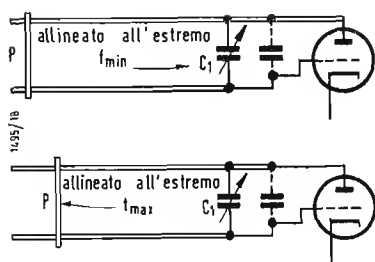



Fig. 13 - Linea bifillare e sua messa in passo.

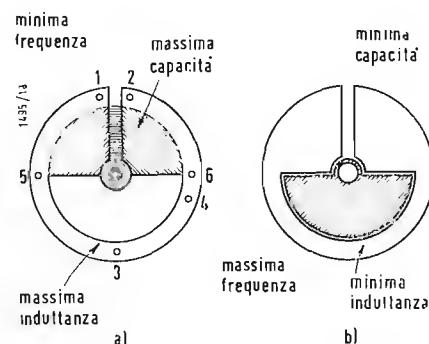
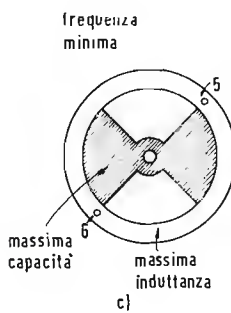
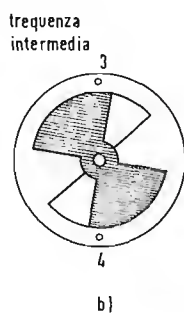
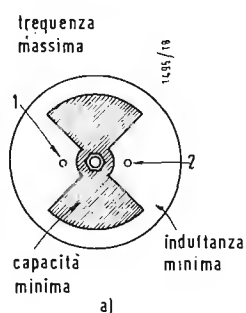



Fig. 14 - Funzionamento di un circuito a farfalla (circuito butterfly).

Fig. 15 - Circuito semi-farfalla.

Fig. 16a - Esempio di circuito a farfalla.

Fig. 16b - Altro esempio di circuito a semi-farfalla.

Essa è riportata a fig. 15. Dalla medesima è evidente che lo spostamento del rotore determina: nel caso *a*) massima concatenazione delle linee di forza del campo elettrostatico, quindi massima capacità-induttanza (minima frequenza di risonanza). Nel caso *b*) si verifica il fenomeno opposto: la capacità è minima e l'induttanza è shuntata. Pertanto la frequenza è massima. Le connessioni ai due distinti circuiti vanno fissate nei punti 1 e 2 per entrambe le figure. Mentre però per la 17 il punto elettricamente intermedio può essere a volontà il 3 o il 4, così non avviene per il semi-butterfly nel quale il punto intermedio si sposta da 3 a 4 al ruotare dell'armatura mobile, determinando uno squilibrio del circuito. Agli effetti degli accoppiamenti non serve distinguere i due casi: nel butterfly una spira andrà magneticamente accoppiata al punto 5 o 6, nell'altro circuito avverrà la stessa cosa. Frequentemente vengono connesse in parallelo più sezioni (da 4 a 8) per ottenere maggior campo di regolazione della frequenza. La capacità di un condensatore di questo tipo (a dielettrico aria) si può calcolare con la classica formula: $C_{pF} = 0{,}885 \dfrac{S(n-1)}{d}$

in cui il numeratore esprime la superficie in essa delle armature meno una, e la distanza tra le stesse in mm.

Il coefficiente di autoinduzione massimo può essere ottenuto, grosso modo, misurando la L di un cerchio dello stesso diametro e moltiplicando per 0,17 il dato ottenuto. Il rapporto L_{max}/L_{min} varia, in genere tra 1,5 e 4. Circa l'angolo di rotazione del rotore va notato che il butterfly ha un campo utile di 90° mentre il semi-butterfly ne ha a disposizione 180°. Sia l'uno che l'altro vengono sempre convenientemente demoltiplicati.

Altre varianti sono state introdotte negli elementi sintonizzatori passati or ora in rassegna, ma a causa del loro limitato sviluppo non riteniamo metta conto fare cenno, anche perchè esulano dall'orbita delle pratiche applicazioni di Laboratorio TV-U.H.F. A questo punto, dopo la lunga veduta di assieme in cui forse la pazienza del lettore sarà stata esercitata (speriamo non oltre il punto « critico »), resta la descrizione di uno strumento da Laboratorio come avevamo promesso: « in cauda venenum ! ».

2. BIBLIOGRAFIA

The Radio Amateur's Handbook 30ª Edizione.

Radiocommunications at Ultra High Frequency by J. Thomson.

Microonde Istituto Bibliografico Italiano. Roma.

Radio Constructeur et Dépanneur-Introduction a la technique des U.H.F. W Sorokine.

Philips U.H.F. tubes for communication and measuring equipment.

Tecnica Elettronica volume II, N. 4.

U.H.F. Antennas converters and Tuners by Milton S. Kiver.

Philips The PC86 in tuners for television bands IV and V.

Radio and Television News-U.H.F. Conversion Methods by Noel Edwards

Technique des Hyperfrequences A.V.J. Martin.

U.H.F. Practices and Principles by Allan Lytel, B. S. Pub. John F. Rider.

T.S.F. et T.V. N. 371-TV: Bande IV par R. Aschen et Lucien Chrétien.

Radio Mentor Novembre 1958.

Funkschau N. 9 1960 Heinz Meyer.

Technique des ondes très courtes et ultra-courtes par L. Liot.

Lignes de transmission et filtres pour très hautes fréquences par L. Liot.

TSF et TV N. 375 TV Bande IV Générateur de signaux.

Radio Mentor Luglio 1958. Schade H. Die Spanngittertriale PC86 und ihre Anwendung in U.H.F.-Eingangsstufen.

Anticipazioni sulla Mostra Nazionale della Radio e Televisione

(segue da pag. 337)

La seconda tendenza porta ad un televisore di maggior numero di valvole (non meno di 16) tecnicamente più affinato, provvisto di vari dispositivi elettronici automatici (sintonia fine, luminosità, dimensioni del quadro, ecc.): schermo da 21 o meglio 23 pollici, con tendenza però a ripiegare sul 19 pollici, che sembra ormai essere il formato da preferirsi, essendo una via di mezzo fra il 17 ed il 21 pollici.

Praticamente tutti i televisori di nuova produzione saranno provvisti del sintonizzatore per le UHF del futuro 2° programma.

La Mostra nazionale della radio si svolgerà quest'anno in un particolare clima di fondato attimismo e di preparazione all'avvento del 2° programma che indubbiamente offrirà nuove possibilità di espansione della TV, ed un invito al rinnovo dei molti televisori già vecchi di alcuni anni.

A

Gino Nicolao

Trasmettitori per la banda delle UHF

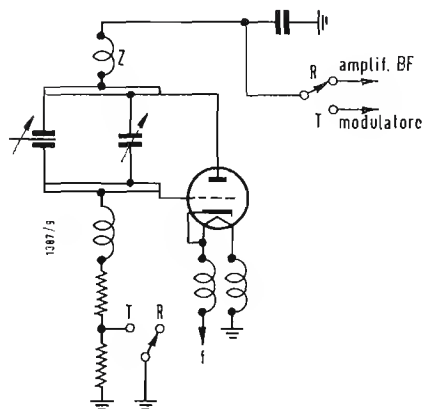



Fig. 1 - Schema di principio dell'oscillatore-rivelatore « Vocaline ».

1. INTRODUZIONE

La tecnica dei trasmettitori per UHF si è notevolmente evoluta nel corso degli ultimi anni. Nella nostra precedente serie di articoli, avevamo parlato in particolar modo dei trasmettitori autooscillanti perchè su frequenze superiori a 300 MHz esisteva una buona quantità di trasmettitori funzionanti con oscillatori liberi autoeccitati, sia impieganti valvole normali nelle regioni più basse di frequenza, che valvole speciali quali lighthouses, tubi a matita klystron reflex.

2. - TRASMETTITORI AUTOOSCILLANTI

Negli ultimi anni le applicazioni di questi oscillatori liberi si sono andate limitando, per essere sostituite da trasmettitori facenti uso di controllo a cristallo o di controllo ad oscillatore a frequenza variabile dotati di notevole stabilità. Soltanto in due applicazioni sono rimasti diffusi gli oscillatori liberi: Nei piccoli ricetrasmettitori portatili usati per comunicazioni a piccola distanza nella gamma di 420 MHz o su gamme a frequenza più alta, e nei trasmetttitori per radiosonde funzionanti con oscillatori a cavità dotati quindi di una notevole stabilità di frequenza. Anche alcuni piccoli link telefonici multicanali o televisivi su 1600 o 3000 MHz sono rimasti invariati, con l'uso dei klystron reflex. Abbiamo qui voluto esulate dal parlare degli oscillatori e trasmettitori per frequenze comprese tra 900 e 3000 MHz e rientranti quindi nello spettro di frequenze da noi esaminato usati sui missili, che nella maggioranza dei casi sono costituiti da klystron reflex o da tubi a matita in cavità, non pilotati a cristallo ma autooscillanti, per evidenti motivi di consumo e di spazio.

La loro realizzazione è talmente particolare e di essi si hanno notizie così limitate da impedire una descrizione dettagliata di questi complessi. Nella parte più bassa di frequenza gli oscillatori liberi usati in trasmissione sono praticamente scomparsi, anche nelle realizzazioni amatoristiche di una certa classe.

Permangono piccoli trasmettitori autooscillanti nella gamma di frequenza di 420 MHz tanto in Europa quanto in America utilizzati per piccole comunicazioni a distanza limitata, ed altri oscillatori liberi sono utilizzati per comunicazioni amatoristiche nelle gamme dei 1215 e 2300 MHz. Uno dei tipici esempi di ricetramettitori ad autooscillatore di recente costruzione è il *Vocaline* costruito dalla omonima società americana per la gamma *Citizen* di 460 MHz e adattato anche per la gamma amatoristica di 420 MHz (fig. 1). Si tratta di un ricetrasmettitore nel più semplice senso della della parola. Esso impiega la stessa valvola tanto per la trasmissione quanto per la ricezione mentre sono impiegate valvole separate per gli stadi di bassa frequenza del ricevitore e del trasmettitore. Il ricetrasmettitore può essere alimentato sia a rete luce a 110 V che a tensione continua da una batteria da accumulatori di 6 o 12 V ed è fornito di un microfono con impugnatura e pulsante di commutazione ricezione - trasmissione e di una piccola antenna di un quarto di lunghezza d'onda. Dal punto di vista realizzativo l'unica parte interessante di questo ricetrasmettitore è il circuito oscillatore/rivelatore che usa una linea a mezza lunghezza d'onda, terminata all'estremo freddo da due placche tra loro affacciate che fungono da condensatore.

La variazione di frequenza in trasmissione e l'esplorazione della gamma in ricezione avvengono per mezzo dell'inserzione di un semicerchio in polistirene che, variando la capacità tra le due placche col variare della costante dielettrica nello spazio compreso tra esse determina una escursione di frequenza di circa una decina di megahertz.

Questo sistema permette di evitare tanto la sintonia a contatti striscianti quanto l'impiego di un costoso condensatore « split stator » o a farfalla.

La sensibilità del ricevitore superrigenerativo che impiega la valvola 6AF4A non è molto elevata a causa dello scarso accoppiamento tra antenna e linea parallela, mantenuto lasco per evitare la reirradiazione del segnale di spegnimento, particolarmente fastidioso.

Segnali dell'ordine di 10-15 μV sono però ricevibili senza che il soffio caratteristico di superreazione sia eccessivamente elevato.(1)

In trasmissione la potenza limitata del trasmettitore (che non supera il watt) limita notevolmente la portata del complesso. Esso può quindi essere usato soltanto per piccole distanze e solo con l'impiego di antenne direttive può superare tratte di qualche decina di chilometri in assenza di ostacoli.

Altri circuiti autooscillatori funzionan-

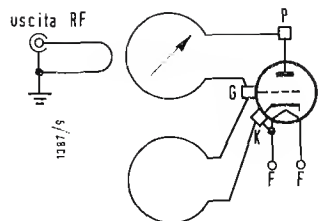



Fig. 2 - Schema di principio di un oscillatore a cavità per radiosonda.

(*) Con opportuni artifici è possibile ottenere da un ricevitore superrigenerativo una sensibilità massima utile di circa 2 μV per 8 dB di rapporto segnale/disturbo.

ti sulla gamma di 400 MHz sono inseriti in piccoli « handie talkies » destinati ad uso mobile su una portata massima di 1 o 2 chilometri, ed in simili apparecchiature di realizzazione dilettantistica, sia per comunicazione che per telecomando. La fig. 2 illustra lo schema elettrico di un trasmettitore autoscillante usato nelle radiosonde funzionanti su 1680 MHz. Esso impiega la valvola 6562 già precedentemente illustrata.
Si tratta di un'oscillatore a doppia cavità (fig. 2) (cavità di catodo e cavità di placca) delle quali la seconda é variata per mezzo dell'inserzione di un piccolo pistone che varia le caratteristiche dell'elemento, permettendo lo spostamento di più o meno 12 MHz dalla frequenza fondamentale di oscillazione.

3. - TRASMETTITORI DI PICCOLA POTENZA CON CONTROLLO A CRISTALLO

I trasmettitori controllati a cristallo funzionanti sulle UHF assumono invece gli aspetti illustrati nella fig. 3.
Questi trasmettitori possono avere una potenza molto piccola, media, e anche molto grande a seconda delle applicazioni a cui sono destinati. Mentre gegeneralmente nel campo delle VHF i trasmettitori controllati a cristallo non sono realizzati per potenze inferiori ai 3 W utili, sulle frequenze superiori ai 300 MHz assai spesso si incontrano generatori controllati a cristallo capaci di erogare potenze anche notevolmente inferiori a 1 W, specialmente sulla parte alta della gamma UHF (fig. 4).
Le applicazioni di questi trasmettitori sono molto vaste perchè essi possono essere utilizzati non solo in radiotelefonia (in unione ad antenne a forte guadagno) per collegamento tra posti fissi, ma possono anche servire per la generazioné locale di segnali campione negli stabilimenti o per altre esigenze di laboratorio. Questi generatori, modulati in FM, AM o video possono servire per la messa a punto, taratura e regolazione di apparecchiature di serie, quali ricevitori professionali, ondametri, ricevitori TV-UHF, ecc.
Lo schema di fig. 3 illustra una soluzione di trasmettirore impiegante due tetrodi a fascio nei prestadi e due doppi tetrodi a fascio di costruzione speciale capaci di funzionare fino a 900-1000 MHz circa.
L'oscillatore a cristallo é un normale *overtone* che impiega un cristallo sulla terza armonica meccanica e pilota uno stadio duplicatore di frequenza che a sua volta eroga energia sufficiente per il pilotaggio di un triplicatore.
Questo stadio ha il circuito di placca a linee di Lecher a mezza lunghezza d'onda accordate capacitativamente ad un estremo ed induttivamente accoppiate ad un analogo circuito di griglia dello stadio finale.
Lo stadio finale è anch'esso triplicatore e prevede linee di lecher anodiche in cavità cilindrica per ottenere un maggiore fattore di merito e conseguentemente un maggior rendimento di moltiplicazione.
La potenza d'uscita è dell'ordine di 3 W su 978 MHz.
Lo stesso trasmettitore può essere realizzato per la gamma dei 400 MHz sia nella parte riservata ai servizi aeronautici, sia nella parte riservata alle comunicazioni radioamatoristiche o in quella riservata alle comunicazioni radiotelefoniche tra mezzi fissi e mobili.
Lo schema, nella maggioranza dei casi, non varia. Naturalmente la frequenza del cristallo è diversa e lo stadio finale funziona da amplificatore anziché da triplicatore di frequenza.
In queste condizioni é possibile ottenere dallo stadio finale stesso una potenza compresza tra 6 e 10 W sul terminale d'antenna, con l'impiego della stessa valvola, oppure circa 20 W con con l'impiego di valvola più potente.
Nel circuito da noi illustrato il secondo stadio moltiplicatore è costituito da un pentodo.
Assai spesso e specie nelle realizzazioni europee solo lo stadio pilota è costituito da una valvola semplice mentre anche il secondo stadio amplificatore o moltiplicatore di frequenza viene sostituito da un doppio tetrodo a fascio di cui esistono numerosi esemplari che possono funzionare nel campo compreso tra 100 MHz e 1000 MHz, con diverse potenze d'uscita.
Questo sistema consente di utilizzare un cristallo di frequenza più basso dato che lo stadio moltiplicatore non può duplicare e deve necessariamente triplicare la frequenza di pilotaggio.
La fig. 5 illustra un trasmettitore funzionante su una frequenza più elevata che impiega nello stadio finale un tubo a matita.
I primi due stadi sono assai simili a quelli del trasmettitore precedente con una diversità nel circuito oscillatore a cristallo.
Il terzo stadio moltiplicatore di frequenza impiega un doppio tetrodo a fascio con linea anodica in cavità cilindrica accordata a ¼ di lunghezza d'onda.
Nella stessa cavità é introdotto un link

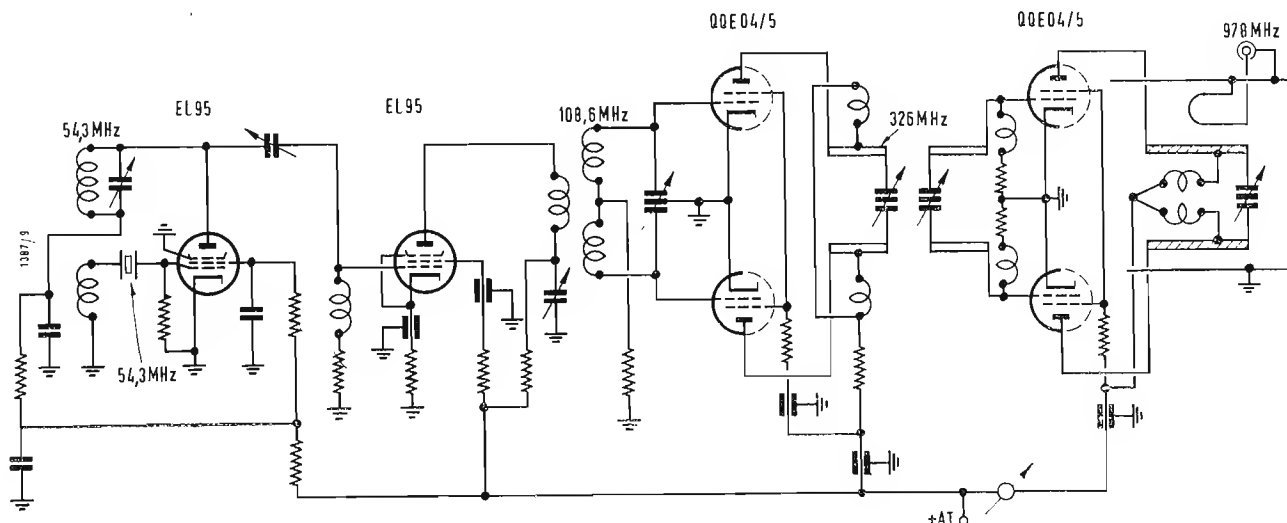



Fig. 3 - Trasmettitore di piccola potenza con stadio prefinale e finale a doppio tetrodo. Lo stadio triplificatore finale è in grado di erogare circa 3 W a 978 MHz.

Fig. 4 - Piccolo trasmettitore a modulazione di frequenza per la gamma di 460-470 MHz. Esso impiega le valvole QQE02/5 nello stadio triplicatore e nello stadio finale (Philips).

d'accoppiamento della griglia del tubo a matita mentre il circuito anodico di questa valvola (sempre a ¼ di lunghezza d'onda) è separato e fa cavità a se. La schermatura è aggiunta per evitare un possibile contatto casuale con l'alta tensione.

Il circuito anodico, del tubo a matita si trova infatti collegato alla tensione di alimentazione anodica della valvola. Ciò impone inoltre la realizzazione di un condensatore di fuga ad anello nel punto di fissaggio della conduttura esterna della linea coassiale.

Altre volte è preferito porre a massa la cavità anodica della valvola finale e alimentare la valvola stessa attraverso il catodo per mezzo di una sorgente di tensione negativa.

Questo sistema, benchè implichi l'impiego di un alimentatore particolare per lo stadio finale, come avviene nell'uso dei klystron, ha il vantaggio di eliminare le difficoltà di collegamento tra antenna e cavità finale che richiede altrimenti l'impiego di condensatori passanti speciali per la linea coassiale. Nel caso del trasmettiore da noi illustrato la potenza d'uscita è di circa 1 W su 1320 MHz.

4. - TRASMETTITORI DI MEDIA POTENZA

Molto interessanti sono le realizzazioni di trasmettitori con notevole potenza d'uscita che sono impiegati in molteplici applicazioni tra le quali citeremo l'assistenza al volo, la trasmissione televisiva UHF, il link telefonico a media distanza, il servizio radiotelefonico per automezzi, e il servizio radiotelefonico multicanale oltre la portata ottica (figura 9).

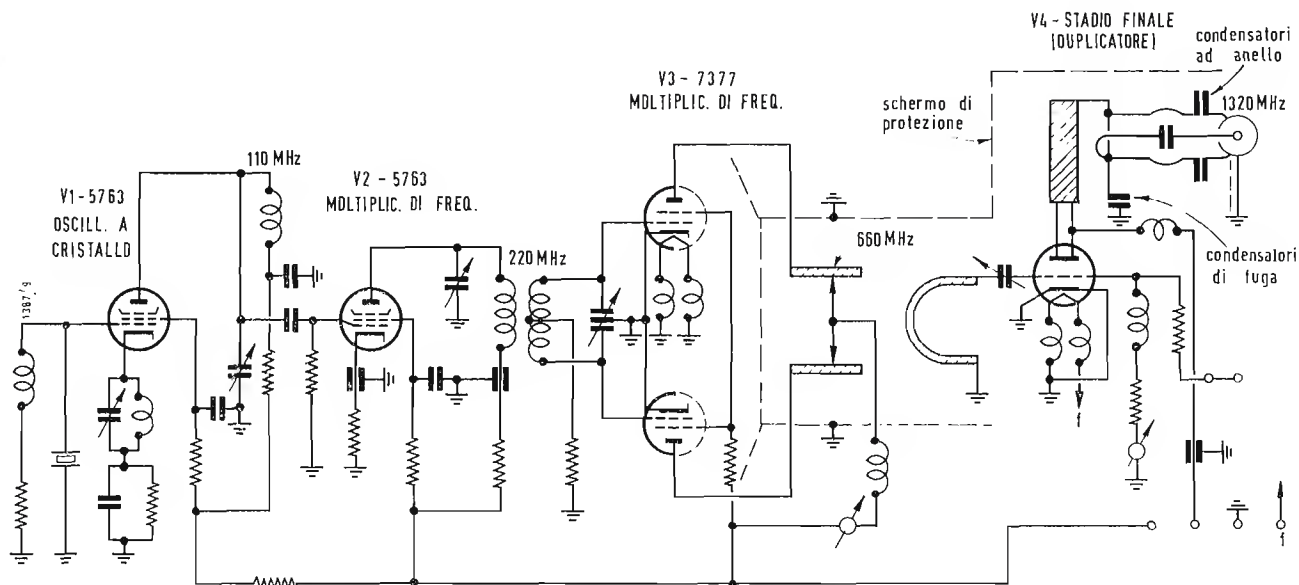



Fig. 5 - Trasmettitore ad onde ultracorte di piccola potenza con valvola finale « Pencil ». Funziona su una frequenza di 1320 MHz.

In questo caso le soluzioni possono essere tre. L'impiego di triodi raffreddati ad aria o ad acqua del tipo a struttura anulare, l'impiego di tetrodi a forte dissipazione anodica e costruzione ceramica, e infine la realizzazione di amplificatori speciali impieganti klystron.

La differenziazione degli amplificatori con valvole convenzionali di piccola potenza da quelli di forte potenza è solamente costruttiva e dimensionale mentre schematicamente i circuiti ricalcano gli schemi a cavità coassiale o a linea coassiale o addirittura a cavità cilindrica semplice o multipla funzionante su ¼ di lunghezza d'onda per frequenze relativamente basse o su mezza o 3/4 di lunghezza d'onda per frequenze più elevate.

La fig. 6 illustra un circuito prefinale e finale di un emettitore di media potenza su UHF.

Si ha qui un normale triodo «lighthouse» montato in circuito duplicatore a linea coassiale cilindrica funzionante su mezza lunghezza d'onda, che pilota uno stadio finale e tetrodo impiegante una valvola a struttura anulare in ceramica.

Il trasmettitore in parola è in grado di fornire una potenza di circa 80 W su 1200 MHz in condizioni di servizio continuo.

Potenza ancora maggiore è ottenibile dall'amplificatore illustrato nella fig. 8 che ha il suo tipico impiego nello stadio finale dei trasmettitori televisivi UHF. e nelle, stazioni trasmittenti dei sistemi a propagazione per dispersione troposferica (*scatter*).

Il sistema impiega una valvola 7213 montata in circuito a cavità coassiali cilindriche di 3/4 di lunghezza d'onda. L'eccitazione di circa 75 W viene inserita nella cavità coassiale di griglia per mezzo di un link.

La griglia ha una polarizzazione ottenuta per via automatica e per via fissa contemporaneamente e uno strumento permette di leggere la corrente e conseguentemente l'eccitazione della valvola.

La struttura ceramica del tubo impiegato permette una realizzazione tale per cui la potenza dispersa nell'eccitazione è minima e i sovraccarichi istantanei durante l'accordo sono particolarmente ben sopportati.

Lo stadio anodico impiega una cavità coassiale multipla di placca e griglia schermo con accordo capacitivo sul lato freddo e con un link per il prelievo della potenza d'uscita.

Alimentatori separati sono utilizzati per l'alimentazione anodica e per quella di griglia schermo, dato che generalmente mentre la tensione anodica proviene da un normale alimentatore non stabilizzato, quella di griglia schermo è mantenuta entro un limite di tolleranza molto stretto, per permettere

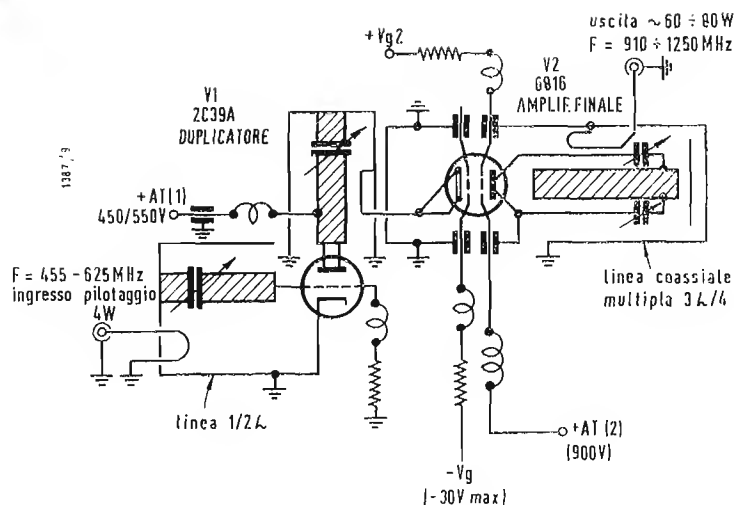



Fig. 6 - Circuiti prefinale e finale di un emettitore di media potenza UHF. Lo stadio finale è un amplificatore che impiega un tetrodo a fascio a struttura anulare in ceramica. Circuiti simili sono usati nelle stazioni UHF TV.

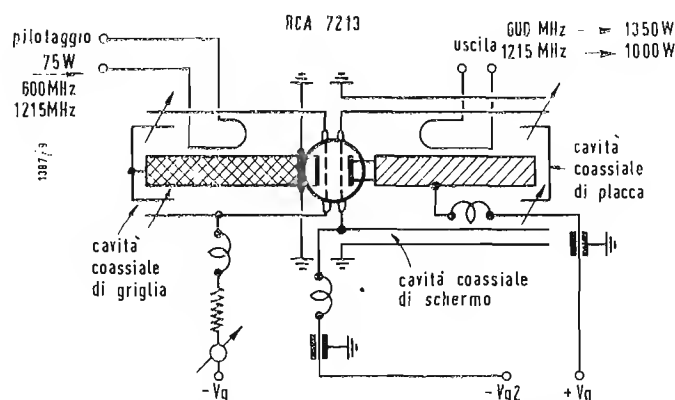



Fig. 7 - Stadio finale di trasmettitore di media potenza UHF. Usa un tetrodo a fascio a struttura anulare ceramico ed ha un'uscita di 1 kW con 75 W di pilotaggio.

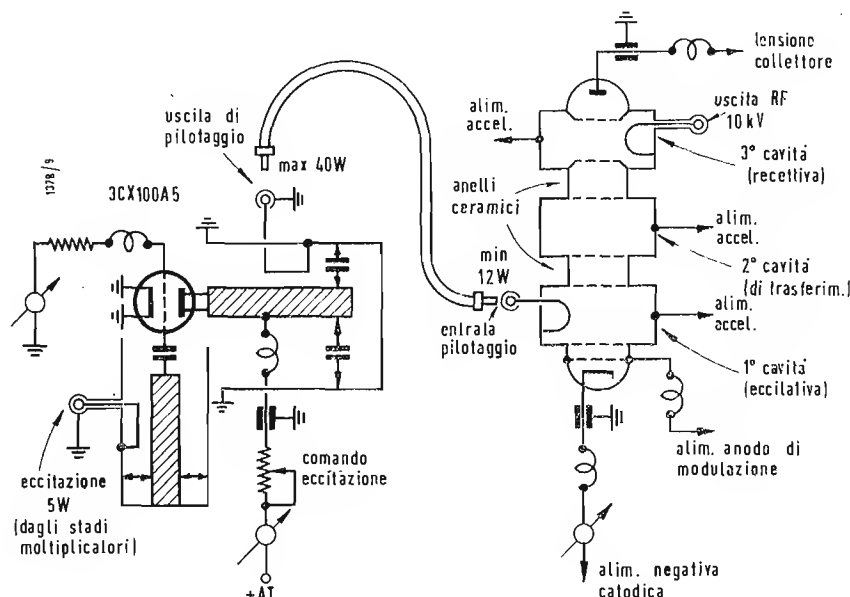



Fig. 8 - Pilota e amplificatore finale a klystron ceramico di grande potenza. Con questo sistema è possibile ottenere da 1 kW a 30 kW e più in onda continua, fino a 3000 MHz, con pilotaggi esigui.

di avvicinarsi senza pericolo al limite di dissipazione massimo della valvola, et ottenerne quindi il massimo rendimento.

Potenza maggiore può essere ottenuta dallo stesso circuito qualora vengano impiegate due valvole 7213 in controfase montate in un circuito a linee parallele in cavità cilindrica.

La potenza d'uscita è in questo caso tra 2 kW e 2,5 kW.

5. - TRASMETTITORI SPECIALI DI GRANDE POTENZA

Per potenze ancora maggiori o per frequenze più elevate di 1200 ÷ 1300 MHz, ma per l'estesissimo campo di frequenze che va da 400 MHz circa a 3000 ÷ 4000 MHz, possono essere utilizzati in molte applicazioni i klystron amplificatori a cavità multiple, di costruzione ceramica che permettono di ottenere risultati molto brillanti di guadagno e di potenza con eccitazione molto bassa.

Un circuito, di questo tipo è illustrato in fig. 8 in cui un normale amplificatore o duplicatore di frequenza a linee coassiali realizzato con un triodo ceramico pilota un klystron a tre cavità che con un pilotaggio di circa 12 W pemette di ottenere un'uscita massima di circa 10 kW in onda continua. È appunto quest'enorme guadagno di potenza, unito ad un rendimento che è per queste frequenze notevolmente alto (dal 40 al 60%) che ha fatto diffondere i klystron a cavità multipla in special modo nel campo della propagazione *scatter*. Le grandi reti si collegamento militari su UHF sono inoltre avvantaggiate dalla lunga durata di questi tubi (che spesso superano le 10.000 ore di vita), e che, semplificando la realizzazione del trasmettitore, ne rendono più semplice la manutenzione e l'esercizio.

Potenze ancora maggiori di quella accennata, a volta superiori ai 500 ÷ 1000 kW, sono utilizzate nel campo delle UHF per i radar astronomici e a lunga portata, che però non rientrano nel tema delle comunicazioni elettriche su UHF, base del nostro articolo. *A*

Fig. 6 - Trasmettitore-ripetitore televisivo per la gamma 490-960 MHz, in grado di erogare 100 W utili (ADLER ELECTRONICS).

CARATTERISTICHE DI UN TRASMETTITORE VIDEO UHF DI PICCOLA POTENZA

	Video	Audio
Potenza d'uscita	100 W	50 W
Tipo d'Emissione	A 5	F 3
Campo di Frequenza	470 — 890 MHz	470 — 890 MH
Impedenza d'uscita	50 Ω	50 Ω
Risposta d'Ampiezza	F_0 + 0,5 MHz ± 2dB	
	F_0 + 2 MHz ± 2dB	
	F_0 + 4 MHz ± 2dB	
	F_0 + 5 MHz ± 2dB	
Stabilità di Frequenza	± 1 kHz Limite	

CARATTERISTICHE DI TRASMETTITORE PER « SCATTER LINK »

Frequenza Canale	550 ÷ 750 MHz	750 ÷ 1000 MHz
Stabilità di frequenza	± 0,001 %	± 0,001 %
Uscita utile pilota	60 W	10 ÷ 30 W
Modulazione tipo	FM o Fase	FM o Fase
Guadagno in potenza (Stadio finale)	25 dB	36 ÷ 40 dB
Potenza uscita finale (utile)	10 kW	10 kW
Impedenza d'uscita	50 Ω	50 Ω
Klystron tipo	3K50000L	4K50000L
Larghezza di banda	[illegible]	4 MHz

CARATTERISTICHE DI RADIOTRASMETTIRORE UHF PER RADIOTELEFONO

Frequenza Canale	460 ÷ 470 MHz	460 ÷ 470 MHz
Controllo di Frequenza	Cristallo	Cristallo in termost.
Stabilità di Frequenza	± 0,001 %	± 0,0005 %
Uscita utile	5 W	35 W
Modulazione Tipo	FM	FM
Impedenza d'uscita	72 Ω	72 Ω

dott. ing. Mario Malerba

Note sulla ricezione televisiva nelle UHF

NELL'ARTICOLO redazionale comparso sul n. 6 di *l'antenna* (giugno 1960, pag. 241) è stato preso in esame il problema della ricezione di segnali televisivi in UHF, con particolare riferimento ai due tipi di convertitore (o sintonizzatori) adatti allo scopo e oggi impiegati.

Per quanto l'autore dell'articolo citato non abbia voluto « scendere in un esame approfondito dei vantaggi e svantaggi delle due soluzioni », tuttavia sono state svolte diverse considerazioni su alcune delle quali lo scrivente non può concordare; un elemento di giudizio di primaria importanza, quale quello della irradiazione, non è stato tenuto presente, per cui le conclusioni circa la scelta dell'uno o dell'altro sistema non appaiono giustificate.

1. - Il problema della irradiazione

Occorre intanto premettere una cronistoria della evoluzione della tecnica in questo campo. Gli americani, che per primi hanno affrontato il problema della ricezione UHF poco meno di dieci anni fa, hanno dovuto necessariamente ricorrere all'unica soluzione a quel tempo disponibile per applicazioni commerciali: la conversione diretta dei segnali UHF con diodi a cristallo. Non hanno potuto adottare sistemi diversi, prevedendo in particolare uno stadio a R.F. per l'amplificazione dei segnali UHF prima della conversione, non disponendo di valvole adatte allo scopo, che fossero del tipo non professionale e quindi di prezzo possibile per applicazioni commerciali.

Sono stati di conseguenza prodotti e messi sul mercato, per alcuni anni, dei sintonizzatori UHF con convertitore a cristallo e oscillatore a valvola, caratterizzati da una irradiazione molto elevata da parte dell'oscillatore attraverso i morsetti di antenna (oltre 1 mV/m a 30 m). Ad un certo momento, gli Organi Governativi a ciò preposti negli S.U., resisi conto delle gravissime conseguenze che potevano derivare da una distribuzione così capillare nel paese di altrettanti autentici piccoli trasmettitori in UHF e oltre (grazie alle armoniche) hanno cercato di correre ai ripari: sono stati imposti dei limiti nella irradiazione, fissando dei valori di intensità del campo irradiato relativamente elevati (500 μV/m a 30 m), e purtuttavia difficilmente ottenibili con la tecnica dei convertitori a cristallo senza preamplificazione. Ciò nonostante la tecnica non è praticamente migliorata, in questo senso, e i convertitori UHF di questo tipo oggi prodotti sono ancora caratterizzati da elevata irradiazione. C'è forse una spiegazione del fatto che questo stato di cose sia oggi tollerato negli S. U.: la trasmissione UHF in questo Paese non ha avuto quel successo che inevitabilmente avrà presso di noi, in quanto il pubblico ha possibilità di scegliere fra numerosi programmi trasmessi nel campo VHF (in certi casi anche 8 o 10); così che l'interesse per altri programmi trasmessi in UHF non può che essere limitato, e molti utenti non hanno ritenuto necessario modificare il loro televisore e installare un'altra antenna. Di conseguenza le stazioni, il cui bilancio dipende dagli incassi sulla pubblicità e quindi indirettamente dal numero di utenti che seguono le trasmissioni, non riescono a reggere la concorrenza delle stazioni VHF, e molte di esse, dopo qualche mese di attività, sono costrette a chiudere i battenti. È una specie di circolo vizioso, per il quale nella attuale produzione americana solamente l'8% dei televisori sono immessi sul mercato già equipaggiati con convertitori UHF.

In Europa, e particolarmente in Italia, la situazione è completamente diversa: un solo programma è trasmesso in VHF, il secondo programma sarà trasmesso solamente in UHF. Entro breve tempo (certamente meno di quattro anni) tutti i televisori esistenti in Italia saranno dotati di convertitore UHF. Appare quindi ovvia la preoccupazione di molti costruttori di fare in modo che ad un certo punto lo spazio non diventi una selva inestricabile di segnali interferenti. In mancanza di norme ufficiali precise in questo campo (le Autorità preposte non arrivano mai a prevenire, e intervengono sempre quando la situazione è ormai insanabile) è indispensabile per i costruttori una certa forma di autodisciplina.

Con questi concetti, quando si è posto in Europa il problema della ricezione UHF, parte dei costruttori hanno preso quell'indirizzo che, solo, consente di risolvere il problema delle irradiazioni; non è giusto qui parlare di « tendenza tedesca » in quanto lo stesso orientamento è stato seguito da varî costruttori europei, in particolare anche in Italia.

In primo luogo sono state sviluppate le valvole adatte per le frequenze in gioco, di costo sufficientemente basso da consentirne l'impiego su apparecchiature commerciali di serie. Successivamente sono stati studiati i sintonizzatori UHF, con una valvola preamplificatrice seguita da un convertitore; quest'ultimo potrebbe anche essere costituito da un diodo a cristallo con oscillatore a valvola, per quanto si sia generalizzato il circuito combinato con una valvola sola oscillatrice-convertitrice.

In questo modo l'irradiazione dell'oscillatore, grazie alla presenza fra questo e l'antenna di uno stadio separatore, ha potuto essere contenuta entro limiti accettabili (meno che 150 μV/m a 30 m).

2. - Altre caratteristiche

Proseguendo nel confronto fra convertitore con diodo a cristallo e oscillatore, e convertitore con due valvole, si possono fare altri rilievi.

Circa la *sensibilità* (intesa come rapporto segnale/fruscio) i due sistemi sono praticamente equivalenti, quando si abbia l'accortezza di far seguire al convertitore a cristallo un amplificatore di media frequenza particolarmente buono, con primo stadio del tipo « cascode ».

Se invece si pensa al *guadagno*, il bilancio è nettamente a favore del convertitore a due valvole. Questo ha infatti un guadagno dell'ordine di 10 dB, mentre quello a cristallo presenta una perdita dell'ordine di 6 dB. Ciò significa che con il primo è possibile inviare il segnale convertito direttamente all'amplificatore di media frequenza dei normali televisori, con il vantaggio di una commutazione VHF/UHF molto semplice (basta commutare l'anodica). Con il secondo è invece necessario utilizzare come amplificatore di M.F. il sintonizzatore VHF, predisponendo una apposita serie di bobine accordate in media frequenza. In questo modo, per cambiare programma, occorre agire sul commutatore di canali VHF; inoltre, l'aggiunta di questo amplificatore in media frequenza, per ottenere il guadagno occorrente, pone dei problemi di stabilità tutt'altro che semplici. Si potrebbe eventualmente inserire fra convertitore a cristallo e amplificatore media frequenza un apposito stadio « cascode » postamplificatore, con il che si può ottenere anche qui una commutazione di programma semplicemente commutando l'alimentazione anodica; ma si avrebbe così un sensibile aumento di costo.

Ancora si potrebbero fare delle considerazioni sul *costo* dei due sistemi: il sintonizzatore a cristallo costa qualcosa in meno che quello a due valvole: la differenza può essere dell'ordine del 10÷15%, e deriva solo da un minor costo circuitale, in quanto il diodo al silicio costa quanto una valvola. Tuttavia questa lieve differenza di costo appare senz'altro compensata dalla semplicità di commutazione realizzabile con il tipo a due valvole.

In ultimo occorre pensare ad altre caratteristiche, che dipendono dal fatto di impiegare o meno uno stadio preamplificatore in R.F. e, nel caso del convertitore a cristallo dalla necessità di avere un amplificatore M.F. con guadagno molto elevato: per es. la *selettività* contro le interferenze di segnali di media frequenza, o sulla frequenza immagine; anche qui il bilancio è a vantaggio del convertitore a due valvole.

3. - Conclusione

In base alle considerazioni sopra esposte, appare subito come la scelta dell'uno o dell'altro sistema non possa prescindere dal problema delle irradiazioni; si tratta in primo luogo di una questione di etica industriale, e il costruttore deve tenerne conto anche se mancano delle disposizioni legislative in proposito e se la commerciabilità e la prestazione del singolo televisore non dipendono dal fatto che l'irradiazione sia più o meno elevata; in secondo luogo rientra nell'interesse stesso del costruttore creare le premesse affinchè fra qualche anno la situazione in tutto il campo delle radiocomunicazioni non sia così caotica da compromettere futuri sviluppi e applicazioni.

Per tutto il resto, le prestazioni dei due sistemi sono praticamente equivalenti, semprechè gli impieghi siano corretti, e salvo particolari di minore importanza per i quali, comunque, il convertitore a due valvole risulta migliore.

Anche agli effetti della sensibilità e del guadagno essi si comportano alla stessa maniera, perchè il convertitore a cristallo sia fatto seguire da un ottimo postamplificatore di media frequenza con primo stadio del tipo « cascode »; non si vede quindi per quali ragioni si debba concludere che il convertitore a cristallo consente ricezioni migliori quando il campo è oltre 5 mV/m e che il convertitore a due valvole è più adatto nel caso di campi deboli. (*m. m.*)

Ringraziamo l'ing. Malerba per le chiare precisazioni contenute nella lettera inviataci, che qui pubblichiamo integralmente. Ci rammarichiamo che la momentanea assenza da Milano dell'ing. Banfi, autore dell'articolo redazionale apparso sul n. 6 della Rivista, rinvii ad un prossimo fascicolo la replica che egli vorrà certamente far seguire alla documentata comunicazione dell'ing. Malerba. (*N. d. D.*)

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Voxson T 225 CC

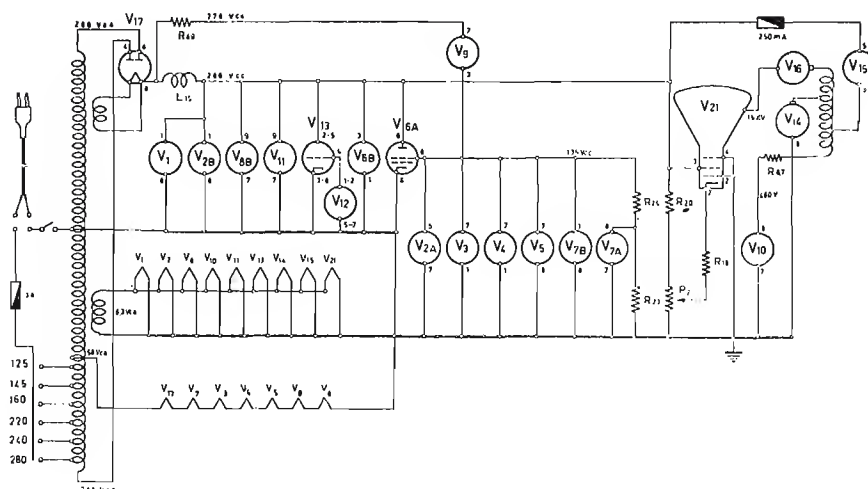



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito di alimentazione.

1. - DATI GENERALI

Il ricevitore della VOXON T225CC è adatto per la ricezione sullo standard italiano di tutti gli otto canali esistenti. Nella posizione contrassegnata UHF è predisposto per tale gamma qualora sia collegato al convertitore mod. 2/4253. L'alimentazione del tipo universale vale per reti comprese da 125 a 280 V 50 Hz. Nella posizione 280 V il televisore può essere alimentato con reti di 260, 270 e 280 V. L'impedenza d'ingresso è di 300 Ω. L'altoparlante, magneto-dinamico, ha la bobina mobile con impedenza di 4,6 Ω. La potenza di uscita è di 1,5 W (indistorta). Deflessione magnetica, focalizzazione elettrostatica automatica. Dimensioni 51×58×43. Peso netto 30 kg.

Il circuito elettrico è riportato nella rubrica Archivio Schemi, a pag. 384 bis.

2. - VALVOLE E LORO FUNZIONE

V_1 = 6BQ7A Amplificatrice a RF (cascode); V_2 = ECF80 oscillatrice mescolatrice; V_3 = EF80 I° amplif. MF; V_4 = EF80 II° amplif. MF; V_5 = EF80 III° amplif. MF; V_6 = Amplif. video e limitatore sincronismi; V_7 = 9U8 limitatore 5,5 MHz e sincro-separatore; V_8 = PABC80 discrimin. preamplificatore audio; V_9 = PL84 finale audio V_{10} = 6C4 oscillatore verticale; V_{11} = 6CZ5 finale verticale; V_{21} = 6AL5 discriminatore CAF; V_{13} = 6SN7GTA oscillatore orizzon.; V_{14} = 6DQ6A finale orizzontale; V_{15} = 6AU4GTA Damper; V_{16} = DY80 raddrizzatrice EAT; V_{17} = 5U4GB raddrizzatrice AT; V_{18} = OA70 rivelatore video; V_{19} = OA81/OA85 limitatore per spegnimento orizzontale; V_{20} = OA81 limitatore a 5,5 MHz; V_{21} = 21DAP4 oppure 21CEP4 tubi raggi catodici.

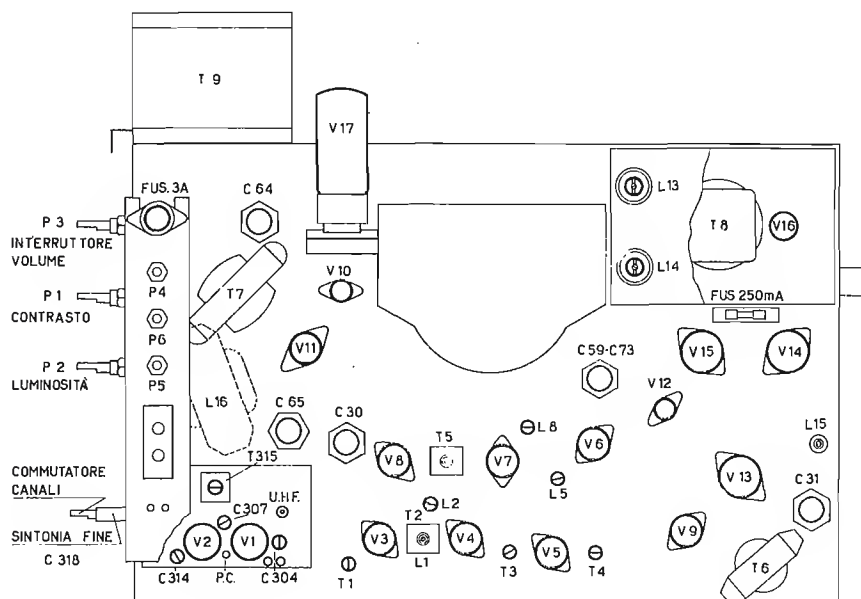



Fig. 2 - Disposizione dei principali componenti elettronici sul telaio.

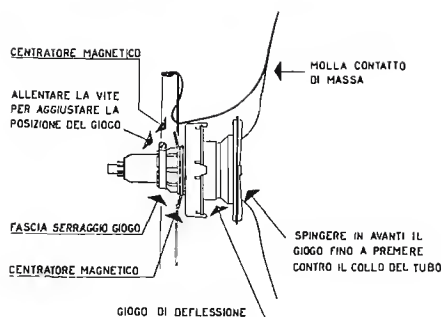



Fig. 3 - Disposizione dei circuiti relativi alla focalizzazione e alla deflessione.

Fig. 4 - Risposta tipica dei circuiti RF e FI del televisore.

3. - ALIMENTAZIONE

È attuata in un modo speciale che permette l'utilizzazione di qualsiasi rete a 50 Hz. Alcune valvole sono alimentate con un secondario separato, lo stesso dicasi per la raddrizzatrice 5U4GB, mentre le altre sono alimentate in serie (3-EF80, 9U8, PANC80, 6AL5, PL84). Alcune valvole che richiedono una tensione anodica di 135 V sono alimentate a valle della V_9. In tal modo la tensione anodica della raddrizzatrice, 275 V, viene ripartita senza inutili dissipazioni In figura 1, (vedi: Archivio Schemi), si riporta lo schema di principio di tale circuito. La tensione di 135 V, che si nota sul catodo della valvola PL84, serve ad alimentare i circuiti anodici delle valvole V_3, V_4, V_5, della valvola 9U8 e della seconda sezione V_{2A} della ECF80. Oltre a ciò la stessa tensione alimenta la griglia schermo della V_{6A} (6AT8). Il complesso di tutti questi stadi, con il partitore R_{23}/R_{84}, costituisce la resistenza catodica della PL84 (V_9). Se si altera la corrente di riposo della V_9 si altera anche la tensione anodica relativa gli stadi sopra elencati, con relativo irregolare funzionamento del televisore. Un anormale comportamento di qualcuno degli stadi che costituiscono la resistenza catodica della finale audio V_9, può invece provocare alterazioni della potenza erogata da quest'ultima. Tale circuito oltre a determinare un risparmio della potenza assorbita attua un efficace stabilizzazione della tensione a 135 V.

4. - CIRCUITO

L'amplificatore a RF è del tipo cascode. La sintonizzazione dei vari canali è effettuata tramite tamburo rotante: essa interessa il circuito di antenna, il filtro passa banda RF e l'oscillatore. Per la UHF la V_{2B} è inattiva. L'amplificatore a MF comprende tre sezioni. La MF video ha il valore di 45.75 MHz mentre le MF audio corrispondono a 40.25 e 5,5 MHz. La tensione del C.A.G. viene prelevata dalla rivelazione tramite R_{11} e inviata alle V_3 e V_4. (V_1 è controllata solo per gli otto canali VHF). La sincronizzazione dell'immagine si ottiene inviando il segnale amplificato dalla V_{6A} alla sincroseparatrice V_{7B} e alla limitatrice V_{6B}. La frequenza delle oscillazioni del multivibratore relativo lo stadio di deflessione verticale dipende dalla costante di tempo del gruppo catodico C_{40}, R_{41} e P_4 della V_{10}. La stabilizzazione dell'oscillatore orizzontale (V_{13}) è ottenuta mediante il circuito volano L_{16} e C_{52}. Al C.A.F. provvede il doppio diodo 6AL5 (V_{12}). Dalla tensione presente nel punto di giunzione R_{50}/R_{51}, dipende lo sfasamento esistente fra gli impulsi di sincronismo applicati ai piedini 1 e 2 di V_{12} e il dente di sega ricavato dal trasformatore di riga, applicato ai piedini 5 e 7. In figura 2 è riportato la posizione dei vari elementi nello chassis.

5. - SOSTITUZIONE DEL CINESCOPIO

a) togliere il pannello posteriore; b) sconnettere lo zoccolo del cinescopio ed il conduttore della EAT; c) sfilare il giogo di deflessione dopo aver allentato la vite di bloccaggio della fascetta; d) sganciare la molla di contatto di massa; e) togliere le due viti a galletto, poste bell'interno del mobile in corrispondenza dei due spigoli superiori; f) adagiare il televisore con il frontale rivolto verso il basso; g) togliere il pannello di fondo e rimuovere le altre due viti a galletto della parte bassa ed estrarre il frontale; h) mollare i quattro dadi che bloccano anteriormente l'incastellatura del cinescopio al mobile; i) estrarre il cinescopio e la relativa incastellatura. Per il montaggio agire in senso contrario (figura 3). (*le suddette operazioni debbono essere eseguite con occhiali protettivi e indossando i guanti*).

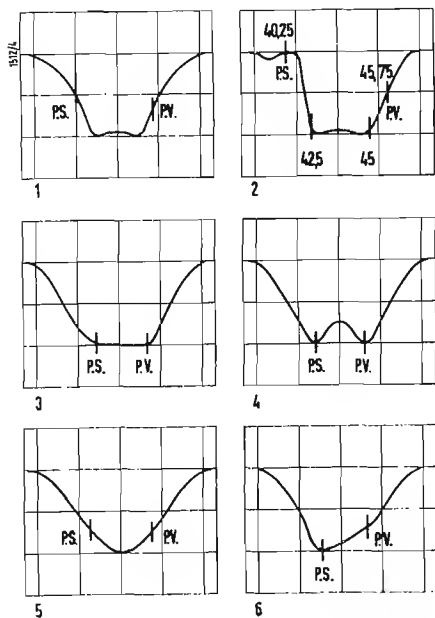
6. - TARATURA OSCILLATORE ORIZZONTALE

È necessario sintonizzare il televisore su di una stazione emittente e regolare il nucleo di L_{15} (comando di sincronismo orizzontale) fino a che l'immagine risulti perfettamente sincronizzata. Dato che esistono diverse posizioni di detto nucleo per cui l'immagine risulta in sincronismo, occorre scegliere quella posizione per la quale, togliendo il segnale, mediante la rotazione del commutatore di canali e riportandolo successivamente nella posizione primitiva, l'immagine risulti ancora sincronizzata.

7. - GEOMETRIA DELL'IMMAGINE

Si ottiene agendo come segue: *Giogo di deflessione*: nel caso l'immagine risulti ruotata occorre correggere la posizione del giogo ruotandolo attorno al collo del cinescopio, dopo aver allentati il cappellotto che serve al suo bloccaggio. *Centratore:* è formato da due anelli magnetizzati che possono ruotare concentricamente sul collo del cinescopio. Per centrare l'immagine occorre ruotare assieme detti anelli, tenendo le due levette di comando leggermente divaricate, fino ad ottenere lo spostamento nella direzione voluta. Nel caso in cui lo spostamento risulti insufficiente occorre divaricare maggiormente le due levette. Generalmente, dopo aver centrato l'immagine, occorre ritoccare i comandi di linearità.

8. - ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI A MEDIA FREQUENZA E RADIO FREQUENZA.

La lettera *S* indica il generatore *sweep*, il numero che la segue la frequenza sulla quale deve essere accordato, lo

stesso dicasi per il *marker*, che è indicato con la lettera *M*. Le lettere *NC* significato *non connesso*. Il Marker e lo Sweep qualora siano connessi, per l'allineamento della MF debbono essere accoppiati capacitativamente al bulbo della valvola V_2. Le lettere *OSC* indicano l'oscilloscopio.

Media frequenza video: 1°) *S*-43, *M*-45 42, *OSC.* con sonda RF al piedino 7 di V_3 connettendo ai piedini 7 e 8 della stessa una resistenza da 220 Ω. Regolare T_{315} e T_1 fino ad ottenere la curva 1. Con il voltmetro a valvola, collegato con sonda c.c. al punto di giunzione di L_4 e R_{11}, eseguire le seguenti operazioni: 2°) *S*-NC; *M*-45 regolare T_2, 3°) *S*-NC; *M*-42,5 regolare T_3; 4°) *S*-NC, *M*-43 regolare T_4; 5°) *S*-NC, *M*-40,25 regolare L_1, L_2.

Le operazioni 2°, 3°, 4° debbono essere eseguite per la massima uscita del voltmetro, mentre la 5° per la minima uscita. 6°) *S*-43, *M*-40,25; 41,25; 45; 45,75. *OSC.* con sonda c.c. al piedino 7 di V_6; regolare L_1, L_2, T_2, T_3, T_4.

Ritoccare eventualmente tutti gli elementi indicati fino a realizzare la curva N° 2.

Radio frequenza: *S* connesso all'antenna con uscita a 300 Ω bilanciata. *M* accoppiato capacitativamente allo ingresso di antenna. *OSC.* con sonda c.c. al punto di controllo PC sul circuito di griglia di V_2. 1°) *S*-204, *M*-201, 25-206,75 (can. G). Regolare C_{304}, C_{307}, C_{314} fino ad ottenere la curva N° 3. 2°) *S*-56, *M*-53,75-59,25 (can. A) 3°) *S*-65, *M*-62,25-67,75 (can. B); 4°) *S*-85, *M*-82,25-87,75 (can. C): 5°) *S*-178, *M*-175,25-180,75 (can. D); 6°) *S*-186; *M*-183,75-189,25 (can. E); 7°) *S*-195 *M*-192,25-197,75 (can. F); 8°) *S*-213, *M*-210,25-215,75 (can. H). Per tutti questi canali controllare la curva di risposta, che deve essere simile alla curva 3 e compresa nei limiti mostrati dalle curve 4, 5, 6. Non rientrando nei detti limiti è opportuno ritoccare l'accoppiamento tra le spire delle bobine del canale preso in esame.

Oscillatore locale: *S* e *M* come per la Radio Frequenza. *OSC.* con sonda c.c. al piedino 7 della V_6. Controllare i vari canali portando successivamente I) S nei valori indicati per la taratura della RF, ed il *M* sul primo valore (53,75 per il canale A, 62,25 per il canale B ecc.). Regolare T_{314} in modo che con il condensatore di sintonia a metà corsa, la portante video *PV* sia allocata come indicato sulla curva 2.

Reiezione 5,5 MHz: *S*-NC, *M*-5,5 connesso al piedino 7 della V_6. Voltmetro a valvola con sonda RF ssl catodo del cinescopio. Regolare L_5 per la minima uscita.

Media frequenza 5,5 MHz: *S*-NC *M*-connesso al piedino 7 della V_6, 5,5. Voltmetro a valvola con sonda c.c. disaccoppiata con 100 kΩ al punto di giunzione tra L_8 e C_{19}, regolare L_8 per la massima uscita, quindi portare il voltmetro con sonda c.c. tra il punto di giunzione R_{25} e C_{24}, regolare il primario di T_5 per la massima uscita, infine collegare il voltmetro con sonda c.c. sempre al punto di giunzione tra R_{26} e C_{24} con il terminale di massa al centro di due resistenze da 100 k in serie fra loro e collegate ai piedini 2 e 7 della V_8. Regolare il secondario di T_5 fino ad ottenere l'azzeramento al centro scala del voltmetro.

Durante le operazioni di allineamento si deve applicare al punto di giunzione tra R_1 e C_3 una tensione negativa di 3 V.

I generatori debbono essere regolati in modo da non provocare la saturazione dei circuiti ed i loro cavi si intendono terminati sulla loro impedenza caratteristica. *A*

Secondo programma TV in Germania

Il cancelliere Konrad Adenauer ha ordinato la creazione in Germania di una seconda rete televisiva che per il 51 per cento del capitale sarà di proprietà federale. Adenauer ha preso la decisione unilateralmente dopo sette anni di infruttuose trattative sulla costituzione della nuova rete televisiva, fra il governo federale e i singoli Stati della Federazione (che sono 10 più Berlino).

L'opposizione socialista è contraria alla radio e alla TV federali per il timore che con essa il governo abbia troppe possibilità di influenzare i cittadini.

La nuova rete televisiva comincerà a funzionare il 1.o gennaio. Attualmente la televisione viene esercitata regionalmente dai singoli Stati.

(v.o.)

Gli abbonati alla RAI-TV al 16 luglio 1960

Gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia al 16 luglio 1960 — secondo una informazione dell'« Agenzia economica finanziaria » — hanno raggiunto la cifra di 7 milioni 852 mila di cui 1.950.000 anche alla televisione.

In confronto al 31 dicembre 1959, cioè in sei mezi e mezzo, gli abbonati alle radiodiffusioni risultano aumentati di 265.190 e gli abbonati anche alla TV di 332.428. In tutto l'anno precedente gli abbonati alle radiodiffusioni aumentarono di 448 mila 762 e quelli anche alla TV di 476.387. *(v.o.)*

Il bulbo da 23 pollici a doppio pannello per cinescopi TV della Corning Glass Int. S.A.

Si è ottenuto un complesso estremamente compatto, nel quale si risolve il problema delle riflessioni multiple fra la faccia del tubo e lo schermo, evitando altresì la formazione di sporcizia e di polvere in tale spazio.

IL CINESCOPIO corazzato da 23" e la successiva versione da 19" furono immessi sul mercato degli Stati Uniti fra il 1959 e il 1960. Esso rappresenta una evoluzione importantissima nell'industria televisiva dall'epoca della introduzione dei cinescopi a grande angolo e piccola profondità (90 gradi e 110 gradi).
Il cinescopio a doppio pannello racchiude parecchi progressi tecnici sotto l'aspetto dell'estetica, della sicurezza, della comodità di visione e del sistema di assiemamento.
Pur senza avere aumentato sensibilmente le proprie dimensioni generali rispetto al 21", il 23" si giova di una maggior zona visiva di 129 cm² e presenta uno schermo più rettangolare a fronte del formato ovale del tipo precedente. Il 23" è più piano e si avvicina maggiormente alla forma dello schermo cienamatografico, più di quanto non avvenga per il 21".
La corazzatura del doppio pannello saldata direttamente alla faccia del cinescopio elimina lo schermo di vetro o di plastica temprata che si era reso necessario per i cinescopi convenzionali per la costruzione dei televisori. Ciò comporta la riduzione della lunghezza del televisore, l'eliminazione delle fastidiose riflessioni tra le due facce e l'abbagliamento. L'immagine è proiettata direttamente sulla parte frontale del televisore anzichè in una posizione più rientrata come avviene nei tipi convenzionali nei quali si forma inoltre un accumulo di polvere e di sporcizia fra le stesse due facce.
Un ulteriore vantaggio è costituito dalla resistenza del cinescopio a doppio pannello alla rottura in piccoli frammenti in caso di eventuali avarie. A causa dell'alto vuoto che è necessario generare in un cinescopio, una possibile avaria dà luogo ad una implosione istantanea la cui violenza è capace di distruggere i rimanenti componenti elettronici del televisore lanciando in ogni direzione e ad alta velocità piccoli frammenti di vetro. Per contro un'eventuale implosione del 23" può essere paragonata ad una lenta fuoriuscita di aria quale si verifica per la foratura di un pneumatico: lo chassis non viene danneggiato nè si presenta il pericolo di frammenti di vetro volanti.
Il doppio pannello è provvisto di robusti supporti di vetro che consentono un assiemamento del cinescopio più facile e più economico dando luogo ad una maggiore ampiezza e libertà di progettazione stilistica e tecnica.
Il cinescopio a doppio pannello ha avuto un notevole successo negli Stati Uniti: nel giro di un anno ne sono stati venduti oltre un milione di pezzi. I molteplici vantaggi, quali la sicurezza d'impiego e la possibilità di poter ottenere in un prossimo futuro la virtuale eliminazione dell'abbagliamento derivante da sorgenti luminose dell'ambiente hanno fatto sì che anche in Europa il cinescopio a doppio pannello abbia incontrato largo favore di pubblico.

Pur senza avere aumentato sensibilmente le proprie dimensioni generali rispetto al 21", il 23" si giova di una maggior zona visiva di 129 cm² e presenta uno schermo più rettangolare a fronte del formato ovale del tipi precedente. La corazzatura del tubo 23", saldata direttamente alla faccia del cinescopio, appare notevolmente più piatta del vecchio tipo 21".

I vantaggi del televisore che impiega il tubo da 23" sono numerosi ed accresciuti dall'adozione del bulbo a doppio pannello laminato.
La parte frontale del cinescopio a doppio pannello da 23" appare notevolmente più piatta del vecchio tipo 21", avendo il raggio di curvatura di 49,5" sull'asse maggiore a paragone dei 28,5" del vecchio 21".
La lunghezza totale del 23" a 110 gradi è maggiore di mezzo pollice rispetto al 21" 110 gradi; tuttavia tale differenza può molto ben essere compensata in sede di progettazione se si tien conto delle migliorate condizioni di assiemamento e della eliminazione dello spazio frontale necessario per assicurare lo schermo di sicurezza indipendente.
La laminazione viene eseguita dopo la costruzione e l'ispezione del cinescopio secondo il metodo usato nelle catene di montaggio. I costruttori statunitensi di cinescopi hanno riscontrato sempre minori perdite nel processo di fabbricazione.
Il materiale di laminazione è una resina epossinica della Dow Chemical Co., caratterizzata dal medesimo indice di rifrazione del pannello di vetro al quale si salda.
Per il costruttore di televisori, il cinescopio da 23" a doppio pannello rappresenta un vantaggio notevole sotto l'aspetto dei metodi di assiemamento, dei costi di produzione, della sicurezza di maneggio, dando luogo ad una maggior flessibilità di progettazione da un punto di vista estetico: fattori questi che contribuiscono ad avvantaggiare il venditore nei riguardi della concorrenza. (n.c.)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Stabilizzazione elettronica con il tubo speciale E130L*

Il continuo miglioramento degli strumenti di misura per laboratorio rende sempre più necessaria una efficace stabilizzazione delle tensioni di alimentazione. Nei circuiti impiegati fino ad oggi si teneva conto nella regolazione soprattutto delle variazioni della tensione di alimentazione e del carico.
Noi descriveremo invece dei circuiti che soddisfano le condizioni predette ed inoltre tengono conto anche della resistenza interna come funzione della corrente utilizzata.

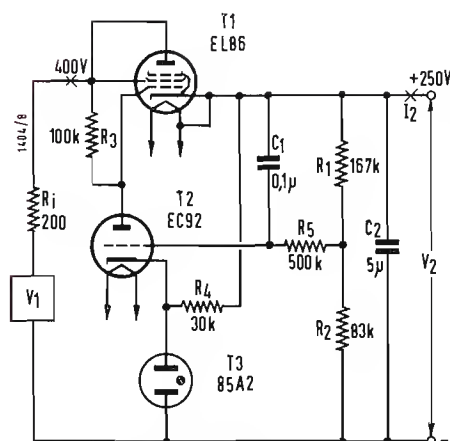



Fig. 1 - Stabilizzazione semplice con due triodi (Il pentodo EL86 lavora come triodo).

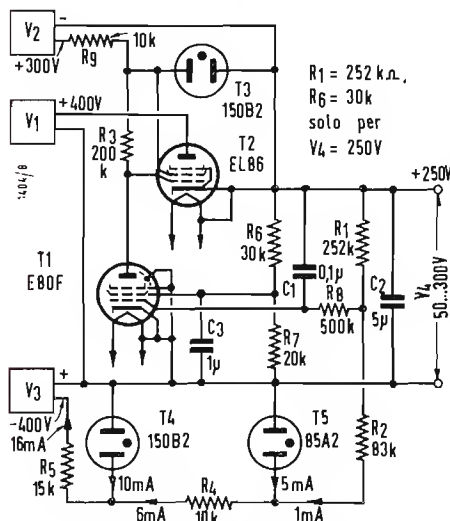



Fig. 2 - Schema di circuito per ottenere una migliore stabilizzazione.

CON L'IMPIEGO di valvole speciali si possono montare dei circuiti che, per quanto riguarda la loro stabilità, si possono paragonare a delle pile campioni. Tutte le altre caratteristiche, che ci proponiamo di descrivere dettagliatamente, dovrebbero offrire molte nuove prospettive e possibilità nel campo della tecnica delle misure. Questi circuiti sono relativamente costosi però in molti casi speciali il loro impiego potrà essere più che giustificato.
Noi descriveremo brevemente i circuiti fondamentali. Tuttavia faremo qualche accenno anche a dei problemi particolari. I calcoli sono stati ridotti al minimo e sono stati riportati in forma semplificata. I circuiti descritti possono essere modificati a piacere, ogni tecnico avrà quindi la possibilità di costruirsi il circuito adatto alle proprie esigenze.

1. - STABILIZZAZIONE SEMPLICE

La fig. 1 mostra lo schema di una stabilizzazione semplice per $V_2 = 250$ V con due triodi (il pentodo in serie viene collegato come triodo). V_1 è la tensione fornita dal raddrizzatore che ha una resistenza interna di 200 Ω, V_2 la tensione regolata.
La valvola stabilizzatrice 85A2 ha una resistenza interna differenziale di circa 280 Ω. La valvola EL86 collegata a triodo ha un rapporto D di circa il 10%, per la EC92 si ha invece $D \simeq 1,6\%$.
Per verificare la stabilità del circuito della fig. 1 esamineremo separatamente i punti seguenti.

1.1. $\Delta V_2 = f(\Delta V_1)$.
1.2. Tensione di rumore su V_2.
1.3. $\Delta V_2 = f(\Delta I_2)$.

In questo calcolo si trascurano le variazioni della tensione di scarica della valvola 85A2.
Supponiamo di avere una variazione del 10% (40 V) della tensione V_1 ed una amplificazione $A = 30$ per la valvola EC92. La resistenza interna differenziale della valvola 85A2 funziona come resistenza catodica per la EC92.
Per quanto riguarda il PUNTO 1.1. si ha:

$$\Delta V_2 = \Delta V_1 \cdot D_{EL86} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{1}{A},$$

$$\Delta V_2 = 40 \cdot 0,1 \cdot \frac{167 + 83}{83} \cdot \frac{1}{30} = 0,4 \text{ V}.$$

A ciò corrisponde una precisione di regolazione pari a:

$$\frac{\Delta V_2}{V_2} = \frac{0,4 \text{ V}}{250 \text{ V}} \cdot 100\% = 0,16\%$$

ed un fattore di regolazione pari a:

$$\frac{\Delta V_1\%}{\Delta V_2\%} = \frac{10\%}{0,16\%} = 62.$$

Lo stesso calcolo vale anche per la regolazione della tensione di rumore (PUNTO 1.2.). Il divisore R_1-R_2 rimane però inattivo perchè per quanto riguarda la corrente alternata la griglia della valvola EC92 è collegata direttamente a V_2 attraverso il condensatore C_1. Supponiamo che in V_1 sia presente una tensione di rumore di 10 V.

$$V_2 \sim = V_1 \sim \cdot D_{EL\,86} \cdot \frac{1}{A}$$

$$V_2 \sim = 10 \text{ V} \cdot 0,1 \cdot \frac{1}{30} = 33 \text{ mV} \sim.$$

Parleremo più avanti dell'influenza del condensatore C_2.

(*) Elektronische Stabilisierung mit der Spezialröhre E130L, *Elektronik*, dicembre 1959, n. 12, pag. 373.

Per quanto riguarda il PUNTO 1.3. (variazioni di carico) supponiamo di avere una variazione della corrente di carico $\Delta I_2 = 50$ mA. Essa provoca ai capi della resistenza interna $R_i = 200\ \Omega$ una variazione di tensione

$$\Delta V_1 = R_i \cdot \Delta I_2 = 5\ \text{mA} \cdot 200\ \Omega = 10\ \text{V}.$$

Si ha allora:

$$\Delta V_2 = 10 \cdot 0{,}1 \cdot \frac{83 + 167}{83} \cdot \frac{1}{30} = 0{,}1\ \text{V} \quad \text{per} \quad \Delta V_2.$$

Inoltre si ha sulla griglia della EL86 una variazione di tensione ΔV_{g1} che per $S = 10$ mA/V vale:

$$\Delta V_{g1} = \frac{\Delta I_2}{S} = \frac{50\ \text{mA}}{10\ \text{mA/V}} = 5\ \text{V}$$

quindi:

$$\Delta V_2 = 5\ \text{V} \cdot \frac{1}{30} \cdot \frac{167 + 83}{83} = 0{,}5\ \text{V} \quad \text{per} \quad \Delta V_{g2}.$$

Perciò la variazione totale di V_2 diventa:

$$\Delta V_{2tot} = 0{,}1\ \text{V} + 0{,}5\ \text{V} = 0{,}6\ \text{V}.$$

Riferendola alla variazione di corrente si trova la resistenza interna del sistema:

$$\frac{\Delta V_2}{\Delta I_2} = \frac{0{,}6\ \text{V}}{50 \cdot 10^{-3}\ \text{A}} = 12\ \Omega.$$

2. - STABILIZZAZIONE PERFEZIONATA

Se la precisione richiesta non può essere soddisfatta dal circuito del punto 1. si può impiegare il circuito della fig. 2 che è disegnato ancora per una tensione in uscita di 250 V (V_4).

La valvola EL86 in serie con la corrente regolata, lavora come pentodo, perciò ha bisogno di una tensione di griglia schermo (V_2) separata dalla tensione in entrata (V_1). La tensione in uscita può essere variata da 50 a 300 V variando R_1 (1 kΩ/V). Il rapporto anodo-griglia 1 a/g_1 della valvola EL86 vale circa 0,3% ed il rapporto griglia schermo-griglia 1 g_2/g_1 circa 12%. Per ottenere una migliore regolazione e per ridurre la tensione di rumore si consiglia di stabilizzare la tensione di griglia schermo della EL 86.

Come valvola amplificatrice si impiega in questo circuito la valvola speciale E80F. Il catodo viene collegato direttamente al polo negativo, perciò l'amplificazione è completa (resistenza nulla sul catodo) e vale circa 180. La tensione campione della valvola 85A2 (T_6) (T_5) viene prestabilizzata dalla valvola

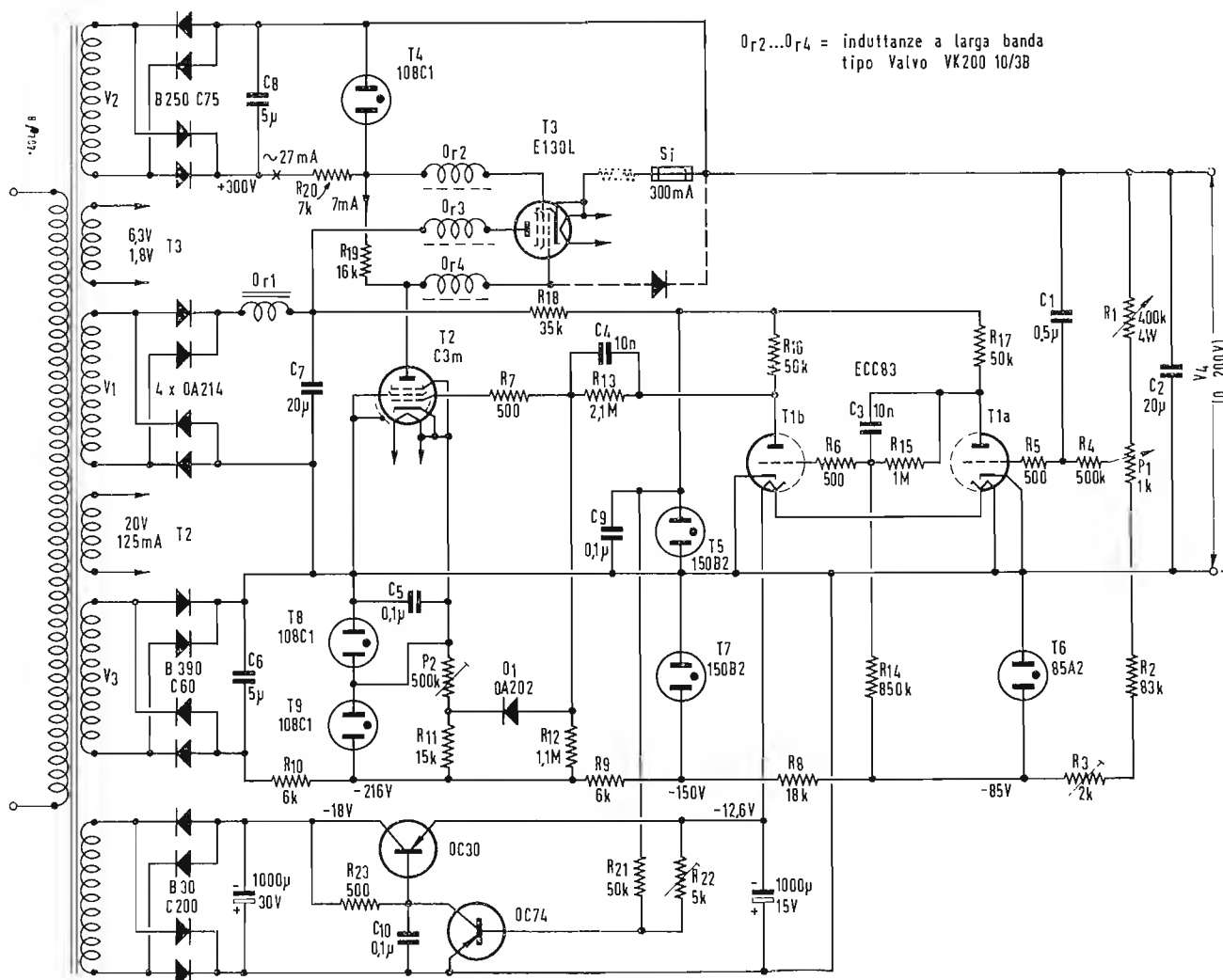



Fig. 3 - Schema di circuito per ottenere una stabilizzazione più spinta ancora. Per le tensioni in uscita V_4 superiori ai 200 V si deve scegliere come valvola T_2 (C3m) una che possa sopportare una tensione anodica fino a 500 V.

150B2 (T_4). Nel calcolo seguente si dimostrerà che questa prestabilizzazione è necessaria affinchè il circuito della EL86 sia completamente efficente come pentodo. Si è preferito l'impiego della EL86 rispetto alla EL84 per le ragioni seguenti:

a) la tensione fra catodo e griglia schermo-anodo basta che arrivi solo a 120-150 V.

b) la valvola può lavorare in servizio continuo con un carico catodico di 110 mA.

Nel calcolo del circuito della fig. 2 si devono esaminare ancora i punti seguenti:

2.1. Una variazione del 10% della tensione in entrata.

2.2. Una tensione di rumore di 10 V sovrapposta alla tensione in entrata.

2.3. Una variazione della corrente di carico $\Delta I_2 = 50$ mA.

Per quanto riguarda il PUNTO 2.1. esamineremo separatamente gli effetti delle variazioni di V_1, V_2, V_3. Essi possono venire sommati e dare così un'idea della stabilizzazione globale.

$\Delta V_4 = f(\Delta V_1)$ interviene attraverso l'anodo della EL 86.

$$\Delta V_4 = \Delta V_1 \cdot D_{a/g1} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{1}{A},$$

$$\Delta V_4 = 40\text{ V} \cdot 0{,}003 \cdot \frac{252\text{ k}\Omega + 83\text{ k}\Omega}{83\text{ k}\Omega} \cdot \frac{1}{180} = 2{,}67\text{ mV}.$$

$\Delta V_4 = f(\Delta V_2)$ interviene attraverso la griglia schermo della EL86.

$$\Delta V_4 = \Delta V_2 \cdot \frac{r_{a\,150B2}}{R_9} \cdot D_{g1/g2} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{1}{A},$$

$$\Delta V_4 = 30\text{ V} \cdot \frac{0{,}25\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} \cdot 0{,}12 \cdot \frac{252\text{ k}\Omega + 83\text{ k}\Omega}{83\text{ k}\Omega} \cdot \frac{1}{180} = 2\text{ mV}.$$

$\Delta V_4 = f(\Delta V_3)$ interviene attraverso le valvole T_4 e T_5 ed il partitore R_1-R_2.

$$\Delta V_4 = \Delta V_3 \cdot \frac{r_{a\,150B2}}{R_5} \cdot \frac{r_{a\,85A2}}{R_4} \cdot \frac{R_1}{R_2},$$

$$\Delta V_4 = 40\text{ V} \cdot \frac{0{,}25\text{ k}\Omega}{15\text{ k}\Omega} \cdot \frac{0{,}28\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} \cdot \frac{252\text{ k}\Omega}{83\text{ k}\Omega} = 57\text{ mV}.$$

Il risultato dimostra chiaramente la necessità della prestabilizzazione.

La somma delle variazioni parziali di V_4 vale:

$$\begin{aligned} \Delta V_4 &= f(\Delta V_1) = 2{,}67\text{ mV} \\ &= f(\Delta V_2) = 2{,}00\text{ mV} \\ &= f(\Delta V_3) = 57{,}00\text{ mV} \\ \hline \Delta V_4 &\cong 62{,}67\text{ mV}. \end{aligned}$$

Ciò significa che una variazione della tensione in entrata del 10% provoca una variazione della tensione in uscita del $0{,}25\,^0/_{00}$.

$$\Delta V_4 = \frac{62 \cdot 10^{-3}\text{ V}}{250\text{ V}} = 0{,}25\,^0/_{00}.$$

Ciò corrisponde ad un fattore di regolazione pari a:

$$\frac{\Delta V_{al}\%}{\Delta V_4\%} = \frac{10\%}{25 \cdot 10^{-3}\%} = 400.$$

Il calcolo ha dimostrato che le variazioni di V_1 e V_2 possono essere trascurate rispetto a quelle di V_3. Nel circuito della fig. 2 le due valvole stabilizzatrici T_4 e T_5 lavorano nel punto medio del loro campo. Se si alimenta la 85A2 con circa 2,5 mA e la 150B2 circa 6 mA si può ottenere una stabilizzazione 4 volte migliore. La resistenza interna differenziale di queste valvole rimane quasi invariata in modo che un aumento delle resistenze R_4 e R_5 offre un filtraggio più efficace. In queste condizioni il ΔV_4, corrispondente ad una variazione del 10% della tensione in entrata, è di soli 16 mV.

* * *

Per quanto riguarda il PUNTO 2.2. (tensione di rumore sovrapposta alla tensione in uscita) si hanno le seguenti condizioni. Le tensioni dovute a V_1, V_2 e V_3 possono nella peggiore delle ipotesi (fasi identiche) anche sommarsi. Non è lecito considerare possibile una sottrazione, perchè oltre che le fasi possono essere diverse anche le forme d'onda. Quindi nel calcolo bisogna considerare proprio il caso più sfavorevole di una somma aritmetica.

Supponiamo che la tensione di rumore in entrata sia uguale a $V_{10r} = V_{20r} = V_{30r} = 10$ V. Calcoliamo i valori corrispondenti in uscita V_{4r}.

$$V_{4r} = f(V_{1r}),$$

$$V_{4r} = V_{1r} \cdot D_{ag/1} \cdot \frac{1}{A} = 10\text{ V} \cdot 0{,}0003 \cdot \frac{1}{180} = 0{,}17\text{ mV};$$

$$V_{4r} = f(V_{2r}),$$

$$V_{4r} = V_{2r} \cdot \frac{r_{a\,150B2}}{R_9} \cdot D_{g1/g2} \cdot \frac{1}{A} = 10\text{ V} \cdot \frac{0{,}25\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} \cdot 0{,}12 \cdot \frac{1}{180} = 0{,}17\text{ mV}.$$

Sommando questi due valori si ha una tensione totale di rumore pari a 0,34mV. La tensione di rumore data da V_3 deve essere considerata nel modo seguente. Dapprima si deve determinare il rumore residuo ai capi di T_5 (85A2):

$$V_{r\,85A2} \cong V_{3r} \cdot \frac{r_{a\,150B2}}{R_5} \cdot \frac{r_{a\,85A2}}{R_4},$$

$$V_{85A2} \cong 10\text{ V} \cdot \frac{0{,}25\text{ k}\Omega}{15\text{ k}\Omega} \cdot \frac{0{,}28\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} = 5\text{ mV}.$$

Questi 5 mV arrivano attraverso il divisore di tensione R_2-R_8 alla griglia della valvola T_1 (EF80) ed al condensatore C_1 che alla frequenza di 100 Hz ha una impedenza di circa 16 kΩ. Ciò significa che la tensione di rumore che arriva in definitiva alla griglia della EF80 viene ridotta a 0,16 mV.

Questa tensione dovrebbe venire amplificata con un fattore A ed apparire in V_4 con il valore $V_4 = 0{,}16\text{ mA} \times 180 = 30$ mV. Poichè però questa tensione viene controreazionata attraverso il condensatore C_1 essa dovrebbe riapparire A volte maggiore sul condensatore C_1. Ciò significa che la tensione di rumore effettiva su V_4 è solo di circa 0,16 mV.

Perciò la tensione di rumore totale dovuta a V_1, V_2 e V_3 è all'uscita:

$V_{4r} = 0{,}17 + 0{,}17 + 0{,}16 = 0{,}5$ mV.

In pratica si sono misurati dei valori minori.

* * *

Consideriamo ora il PUNTO 2.3., stabilità in funzione delle variazioni di carico.

In questo circuito basta considerare solo la variazione del punto di lavoro della valvola EL86. Le reazioni su ΔV_1 e ΔV_2 non hanno alcun effetto pratico a causa dell'alto fattore di regolazione. La tensione di confronto V_3 viene influenzata dalle variazioni di carico solo attraverso la resistenza interna dell'avvolgimento primario comune e non occorre che sia considerata.

Si ha perciò:

$\Delta V_4 = f(\Delta I_4)$.

Se

$$\Delta V_{g1EL86} = \frac{\Delta I_4}{S} = \frac{50\text{ mA}}{10\text{ mA/V}} = 5\text{ V}$$

si ha:

$$\Delta V_4 = \Delta V_{g1} \cdot \frac{1}{A} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2},$$

$$\Delta V_4 = 5\ \text{V} \cdot \frac{1}{180} \cdot \frac{252\ \text{k}\Omega + 83\ \text{k}\Omega}{83\ \text{k}\Omega} = 112\ \text{mV}.$$

Con ciò la resistenza interna diventa pari a:

$$\frac{\Delta V_4}{\Delta I_4} = \frac{112\ \text{mV}}{50\ \text{mA}} = 2{,}24\ \Omega.$$

Si può anche dire che:

$$R_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{A} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{1}{10\ \text{mA/V}} \cdot \frac{1}{180} \cdot \frac{252\ \text{k}\Omega + 83\ \text{k}\Omega}{83\ \text{k}\Omega} = 2{,}2\ \Omega.$$

Ad una certa frequenza acquista importanza anche C_1 ed allora si ha:

$$R_i \cong \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{A} = \frac{1}{10\ \text{mA/V}} \cdot \frac{1}{180} = 0{,}56\ \Omega.$$

Per fare in modo che il condensatore C_2 posto sull'uscita possa avere un ulteriore effetto filtrante sulla tensione di rumore, occorrerebbe che esso avesse a 100 Hz una impedenza piccola rispetto ai 0,5 Ω. Esso dovrebbe avere cioè una capacità maggiore di 3000 μF. Perciò non si può assolutamente contare sull'effetto filtrante di C_2, la cui funzione è quella di assorbire dei piccoli impulsi di variazione del carico e di impedire l'innesco di una autuoscillazione del circuito.

La curva di frequenza in funzione della frequenza del carico viene stabilita dalla curva di frequenza dell'amplificazione A e dalla curva di frequenza della rettanza di C_2.

I condensatori di maggiore capacità diventano notoriamente induttivi od hanno una autorisonanza. Ciò può portare a delle difficoltà nel campo degli amplificatori a larga banda.

3. - STABILIZZAZIONE ANCORA PIU' SPINTA CON LA E130L

La valvola speciale E130L offre innumerevoli possibilità di impiego; ve ne ricorderemo solo una.

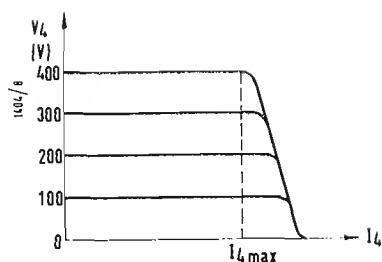



Fig. 4 - Andamento della tensione in uscita del circuito della fig. 3.

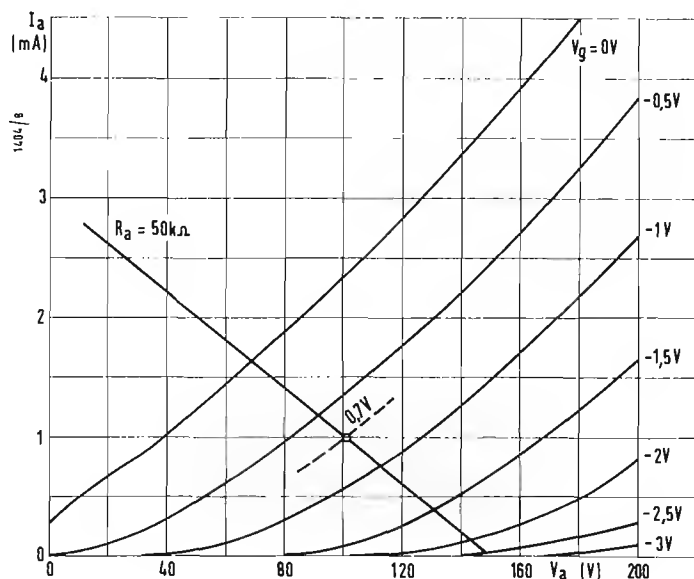



Fig. 5 - Caratteristiche $I_a - V_a$ della valvola ECC83.

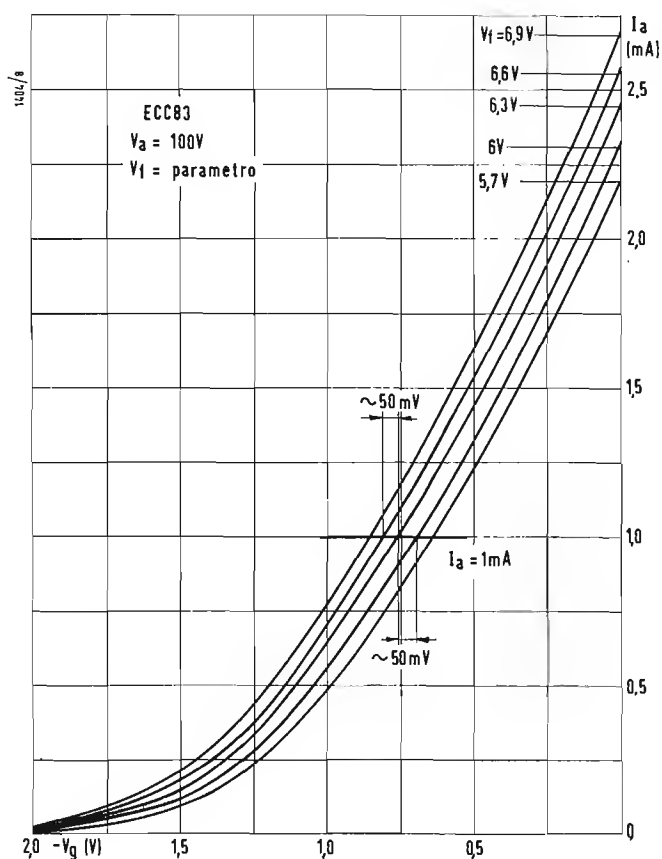



Fig. 6 - Relazione fra la corrente anodica e la tensione del filamento nella valvola ECC83.

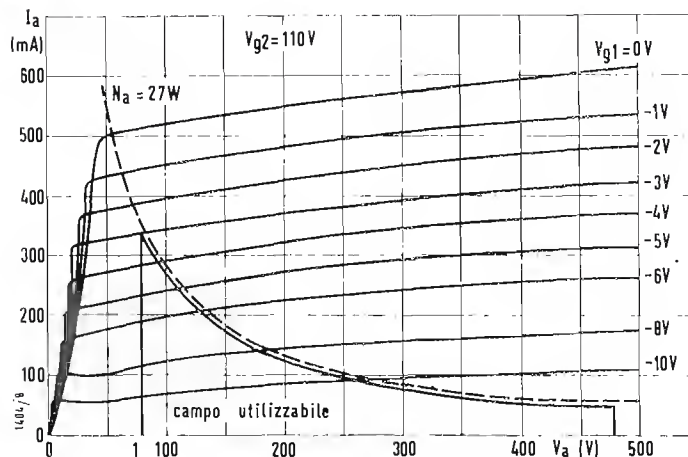



Fig. 7 - Caratteristiche I_a — V_a della valvola E103L per V_{g2} = 110 V.

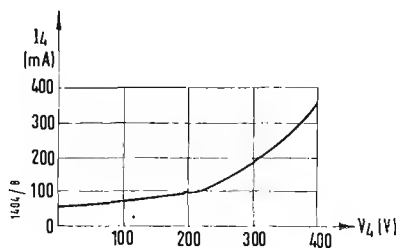



Fig. 8 - Andamento della curva di carico.

Fra i vantaggi offerti da questa valvola possiamo ricordare: grande pendenza, grande resistenza interna, bassa tensione di ginocchio ed alto rapporto I_a/I_{g2} utilizzabile solo quando la griglia schermo (a fili tesi) viene protetta. Le griglie a fili tesi sono particolarmente sensibili alla potenza dissipata in esse, perchè la dispersione del calore, a causa del piccolo diametro dei fili, diventa molto difficile. Nella valvola E130L è a fili tesi anche la griglia schermo. Essa ammette perciò una potenza dispersa massima di 5 W. La stabilizzazione della tensione di griglia schermo, come si è visto nel punto 2., assolve la funzione di una migliore stabilizzazione, invece nel caso della E130L si è pensato sopratutto alla protezione della griglia schermo.

3.1. - Descrizione del circuito

Come si vede dal circuito 3 oltre alla valvola amplificatrice T_2 (c. 3 m) è stata aggiunta una doppia preamplificazione con le due valvole 1*a* e 1*b* (ECC83).

Il calcolo fatto per il punto 2.1. ha dimostrato che le variazioni delle tensioni V_1 e V_2 hanno una influenza trascurabile su V_4. Ciò è più vero ancora nel nostro caso perchè la valvola in serie è la E130L e perchè la preamplificazione con la ECC83 aumenta sensibilmente il fattore di amplificazione.

Perciò nel calcolo che segue non si terrà conto dell'influenza di V_1 e V_2, infatti se per esempio il fattore di amplificazione A venisse aumentato anche solo del fattore 10 si avrebbe un ΔV_4 dieci volte minore di quello calcolato al punto 2.1.

Come abbiamo già ricordato la valvola stabilizzatrice T_4 (180C1) deve rappresentare essenzialmente una protezione per la griglia schermo della E130L. Sulla valvola T_1 e la griglia schermo della E130L si ha la dissipazione di una potenza di 180 V × 20 mA ≃ 2W. Se la griglia schermo della valvola E130L assorbe più di 20 mA la stabilizzatrice 108C1 si spegne e la tensione si abbassa. Con ciò la potenza massima dissipata dalla griglia schermo resta limitata a 2 W. Poichè il rapporto I_a/I_{g2} della E130L vale circa 20, significa che si ha una corrente anodica utile di circa 400 mA. Attraverso la resistenza R_{19} la griglia 1 del pentodo E130L diventa più negativa, offrendo così una ulteriore protezione. Invece la potenza dissipata nella placca aumenta e ciò potrebbe portare ad una distruzione della valvola. La capacità termica della placca è però così elevata che prima della distruzione della valvola interviene l'interruzione del fusibile S_1.

Il circuito è sistemato in modo che, anche se si interrompe il circuito anodico della E130L, non si ha un sovraccarico della griglia schermo, Si può ottenere una ulteriore protezione collegando in serie al fusibile una resistenza che viene collegata alla griglia 1 attraverso un diodo (disegnato tratteggiato). Perciò in caso di sovraccarico la caduta di tensione nella resistenza diviene così forte da rendere conduttore il diodo e bloccare la griglia 1. V_4 tende allora ad annullarsi (fig. 4). Questa resistenza annulla però in parte il vantaggio dell'alta pendenza della E130L. Le resistenze sono state scelte sensibilmente più basse del caso della fig. 2 per avere una curva di frequenza più ampia. La amplificazione totale è tuttavia sensibilmente più alta e vale precisamente:

a) per T_{1a}:

$$A_{1a} \cdot \frac{R_{14}}{R_{14} + R_{15}} = 32 \cdot \frac{0,85}{1,0 + 0,85} = 14,7.$$

b) per T_{1b}:

$$A_{1b} = \frac{R_{12}}{R_{12}+R_{13}} = 32 \cdot \frac{1,1}{1,1+2,1} = 10,7 .$$

c) per T_2:

$A_2 \cong S\,R_a \cong 1,4\ \text{mA/V} \cdot 16\ \text{k}\Omega \cong 22,4$

S è uguale a 1,4 mA/V solo per il punto di lavoro fissato a $I_a = 7$ mA.
Concludendo l'amplificazione totale in corrente continua vale:

$A = A_{1a} \cdot A_{1b} \cdot A_2 = 14,7 \cdot 10,7 \cdot 22,4$

Per l'amplificazione in corrente alternata non c'è più la divisione di tensione nei partitori R_{12} — R_{13} e R_{14} — R_{15}, perciò l'amplificazione globale diventa:

$A \sim = 32 \cdot 32 \cdot 22,4 = 23.000$.

L'amplificazione 32 per le valvole $1a$ e $1b$ è stata misurata.
Come punto di lavoro si è scelto $I_a = 1$ mA, allora si hanno sulle placche circa 100 V (fig. 5). Ciò è importante per la determinazione delle resistenze partitrici R_{12}, R_{13}, R_{14} e R_{15}. La resistenza interna dei triodi vale circa $r_a \cong 50$ kΩ perciò per la determinazione della frequenza limite si deve tenere conto di $R_a // r_a \simeq 25$ kΩ.
Il punto di lavoro della valvola C3m è stato fissato a 7 mA. Nel calcolo per la determinazione dell'amplificazione si può trascurare la r_a di T_8 come resistenza catodica per la valvola C3m. A frequenze più alte diventa attivo anche il condensatore C_5. Le resistenze da R_5 a R_7 servono tutte come protezione contro le oscillazioni come pure le bobine D_{r2} e D_{r4}.

3.2. - Tensione di riferimento

Abbiamo già visto dal calcolo fatto per il punto 2.1. che la stabilizzazione della tensione V_4 dipende essenzialmente dalla tensione di confronto. Se ammettiamo un $\Delta V_3 = 10\% \simeq 40$ V la variazione di tensione ai capi della valvola 85A2 diventa:

$$\Delta V_{85A2} = \Delta V_3 \cdot \frac{2 r_{a\,108C1}}{R_{10}} \cdot \frac{r_{a\,150B2}}{R_9} \cdot \frac{r_{a\,85A2}}{R_8} =$$

$$= 40\ \text{V} \cdot \frac{2 \cdot 0,1\ \text{k}\Omega}{6\ \text{k}\Omega} \cdot \frac{0,25\ \text{k}\Omega}{6\ \text{k}\Omega} \cdot \frac{0,28\ \text{k}\Omega}{18\ \text{k}\Omega} = 0,9 \cdot 10^{-3}\ \text{V} = 0,9\ \text{mV}.$$

Se si assume $V_4 = 250$ V si ha che la resistenza R_1 diventa uguale a 250 kΩ. Si ha inoltre:

$\Delta V_4 = f(\Delta V_3)$,

$$\Delta V_4 = \Delta V_{85A2} \cdot \frac{R_1}{R_2} = 0,9\ \text{mV} \cdot \frac{250\ \text{k}\Omega}{83\ \text{k}\Omega} \cong 2,7\ \text{mV}.$$

A ciò corrisponde una stabilizzazione pari a:

$$\frac{\Delta V_4}{V_4}\,\% = \frac{2,7\ \text{mV}}{250\ \text{V}} \cdot 100\% = 1,1 \cdot 10^{-3}\%$$

ed un fattore di regolazione pari a:

$$\frac{\Delta V_3}{\Delta V_4}\,\% = \frac{10\%}{1,1 \cdot 10^{-3}\%} \cong 9 \cdot 10^3 .$$

Occorre però osservare che non si può raggiungere questa stabilizzazione se contemporanamente non si prendono dei provvedimenti per la stabilizzazione termica della 85A2. Per questa valvola si ha un fattore termico
$T_k = -3,2$ mV/°C.
Ciò significa che una variazione di temperatura di 1 °C dà una variazione della tensione V_4 pari a:

$$\Delta V_4 = \Delta t \cdot T_k \cdot \frac{R_1}{R_2} = 1\ ^\circ\text{C} \cdot -3,2\ \text{mV}/^\circ\text{C} \cdot \frac{250\ \text{k}\Omega}{83\ \text{k}\Omega},$$

$\Delta V_4 \cong -12$ mV.

Tutte le variazioni di tensione calcolate fino a questo momento nel punto 3 sono piccole rispetto alla variazione di temperatura della valvola stabilizzatrice. La tensione di scarica può essere inoltre influenzata dalla luce o da radiazioni radioattive. Queste influenze possono tuttavia essere trascurate rispetto a quella della temperatura. Perciò se si desidera ottenere un'alta stabilità la valvola 85A2 deve essere rinchiusa in una custodia termostatica.

3.3. - Resistenza interna in corrente continua

Supponiamo che una variazione del carico non vari in modo sensibile le tensioni V_1, V_2 e V_3. Allora basta tenere conto solo della variazione della tensione di griglia ΔV_{g1} della valvola E130L. Con $\Delta I_4 = 50$ mA e con una pendenza $S \cong 30$ mA/V si ha:

$$\Delta V_{g1} = \frac{\Delta I_4}{S} = \frac{50\ \text{mA}}{30\ \text{mA/V}} = 1,67\ \text{V}.$$

Questa variazione deve passare attraverso $A =$ ed il partitore R_1 — R_2. Perciò si ha:

$\Delta V_4 = f(\Delta I_4)$,

$$\Delta V_4 = \Delta_{g1E130L} \cdot \frac{1}{A} \cdot \frac{R_1}{R_2},$$

$$\Delta V_4 = 1,67\ \text{V} \cdot \frac{1}{3{,}500} \cdot \frac{250\ \text{k}\Omega}{83\ \text{k}\Omega} =$$

$= 1,43$ mV.

A ciò corrisponde una resistenza interna di

$$R_i = \frac{\Delta V_4}{\Delta I_4} = \frac{1,43\ \text{mV}}{50\ \text{mA}}$$

$= 0,028\ \Omega = 28$ mΩ.

3.4. - Resistenza interna in corrente alternata

Per la resistenza interna in corrente alternata non si tiene conto della partizione in R_1 — R_2. Perciò si ha:

$$R_{i\sim} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{A_\sim},$$

$$R_{i\sim} = \frac{1}{30\ \text{mA/V}} \cdot \frac{1}{23 \cdot 10^3} \cong 1,5\ \text{m}\Omega.$$

Questo valore vale solo per la banda di passaggio del preamplificatore e solo quando il montaggio viene eseguito molto accuratamente. I valori pratici riscontrati con le misure sono:

$R_{i\sim} < 3$ mΩ (fino a 1 MHz)
$R_{i\sim} < 50$ mΩ (fino a 5 MHz)

3.5. - Influenza della tensione dei filamenti sulla stabilizzazione

Per quanto riguarda la stabilità bisogna ricordare anche le variazioni della tensione dei filamenti. L'influenza sulla valvola C3 m è trascurabile a causa dell'amplificazione delle valvole T_{1a} e T_{1b}. L'influenza della valvola T_{1b} è trascurabile a causa dell'amplificazione della valvola T_{1a}. Perciò rimane solo l'influenza della variazione della tensione di riscaldamento della valvola T_{1a}. Secondo le curve della fig. 6 una variazione della tensione di riscaldamento del 10% provoca un ΔV_{g1} della ECC83 di 50 mV. Ciò provoca una variazione della tensione di uscita pari a:

$$\Delta V_4 = \Delta V_{g1ECC83} \cdot \frac{R_1}{R_2} =$$

$$= 50\ \text{mV} \cdot \frac{250\ \text{k}\Omega}{83\ \text{k}\Omega} \cong 150\ \text{mV}.$$

Quindi tutto il sistema di stabilizzazione non avrebbe alcun significato se non si provvedesse anche alla stabilizzazione della tensione dei filamenti di questa valvola. Il riscaldamento dei filamenti della ECC83 (a e b) è stato perciò stabilizzato con l'impiego dei due

transistori OC30 ed OC74. Questa regolazione della tensione dei filamenti è sufficiente per ottenere un $\Delta V_4 < 4$mV per una variazione del 10% della tensione di rete. Se si hanno delle maggiori esigenze si deve inserire fra i due transistori OC30 ed OC73 un terzo transistore. Inoltre la tensione di confronto su R_{21} deve essere ulteriormente stabilizzata con un diodo Zener.

3.6. - Carico ammesso dallo stabilizzatore

Esso dipende dalla tensione in uscita V_4 o più precisamente dalla tensione fra catodo ed anodo della E130L. La potenza dissipata dalla placca della E130L non può superare i 27 W. Dal diagramma della fig. 7 e supponendo una tensione di alimentazione $V_1 =$ = 480 V, si può determinare la curva di carico $I_4 = f(V_4)$. Essa ha approssimativamente l'andamento della fig. 8. Se si collegano in parallelo più valvole E130L si può moltiplicare I_4 per il numero delle valvole. Si devono però inserire sui catodi delle resistenze che compensino le differenze fra le varie valvole.

Se si vuole avere il carico massimo di circa 300 mA in tutto il campo di V_4 si deve adottare per V_1 un trasformatore di alimentazione separato ed inoltre mantenere costante sugli 80 V la caduta di tensione nella E130L per mezzo di un trasformatore regolatore. C'è poi la possibilità di soddisfare a questa esigenza anche con l'impiego di una induttanza regolatrice. Per esempio con una seconda valvola speciale (6201, E180CC, E182CC) si può montare un circuito che mantiene costante sui 55 ± 2 V la tensione fra catodo ed anodo della E130L. In questo modo si può derivare da una valvola E130L una corrente massima di 300 mA in tutto il campo $V_4 = 0 \div 500$ V, con una potenza anodica dissipata inferiore a 17 W.

4. - CONCLUSIONI

I tre circuiti descritti in questo articolo rappresentano solo alcune delle infinite possibilità. Si possono volendo trovare degli ulteriori accoppiamenti per avere delle stabilizzazioni più spinte ancora. Se si comanda la griglia schermo della E130L con una $V_{a2} = 150$ V si può ottenere, senza sovraccaricare questa griglia, una migliore stabilizzazione degli impulsi del carico.

Le tre possibilità descritte mostrano chiaramente che:

a) il circuito della fig. 1 e la stabilizzazione che se ne ottiene dipendono quasi esclusivamente dal valore del rapporto della valvola inserita sul percorso della corrente;

b) la stabilizzazione del circuito della fig. 2 viene determinata dalla tensione di confronto;

c) il circuito della fig. 3 e la sua stabilità dipendono dalle proprietà fisiche della valvola stabilizzatrice 85A2 e dalle variazioni della tensione di riscaldamento della valvola T_{1a}.

La considerazione di tutte queste circostanze permetterà al tecnico di scegliere il circuito più adatto alle sue esigenze.

5. - CONSIGLI PRATICI PER LA ESECUZIONE

Il divisore di tensione R_1, P_1, R_2, R_3, posto all'uscita dell'apparecchiatura è disposto in modo che la corrente trasversale, con R_3 nella giusta posizione, è uguale esattamente a 1 mA. Allora la tensione in uscita in V corrisponde al valore di R_1 in kΩ, almeno fino a che P_1 è regolato giusto. P_2 serve per fissare la minima tensione di griglia della C3 m superando la quale il diodo D_1 diventa conduttore.

Con R_{22} si regola la tensione dei filamenti della valvola ECC83 (12,6 V).

Se il montaggio non è eseguito accuratamente, il circuito può avere una tendenza ad oscillare. Si può tentare di porvi rimedio suddividendo la resistenza R_{19} in due parti e cortocircuitandone una con una capacità di circa 0,1 μF: per esempio 13 kΩ cortocircuitati e 3 kΩ no. In queste condizioni l'amplificazione in corrente alternata viene ridotta ad 1/5, ma viene migliorata la curva di frequenza. *A.*

L'oscilloscopio TES modello 0 659

Il costruttore di questo oscilloscopio è riuscito ad ottenere un'alta qualità pur mantenendo il prezzo entro limiti favorevoli. La progettazione è stata eseguita secondo i criteri più moderni e le caratteristiche di funzionamento sono tali da soddisfare le più varie esigenze di impiego.

Ed ora daremo qualche dato.

L'amplificatore verticale ha una lunghezza di banda che va da 3 Hz a 4 MHz con una variazione di ± 6 dB. L'entrata ha una impedenza di 1 MΩ e 25 pF.

La sensibilità è di 50 mV/cm. Questi ultimi dati valgono anche per l'amplificatore orizzontale il quale ha però una larghezza di banda inferiore: da 5 Hz a 500 kHz entro ± 3 dB.

Il dente di sega ha una frequenza variabile da 15 Hz a 150 kHz. Segnaliamo in particolare l'alta linearità del dente di sega, ottenuta con una tensione di alimentazione stabilizzata, con l'alto guadagno dell'amplificatore orizzontale e con uno speciale accorgimento circuitale.

Le valvole impiegate sono nove più un cinescopio da 5 pollici. *(g. b.)*

dott. ing. Pasquale Postorino

Registrazione su film termoplastico*

Si descrive un nuovo metodo per registrare i segnali elettrici su una pellicola in termoplastica a mezzo di un registratore a cannone elettronico. Questo nuovo sistema, che ha una risposta fino a 50 MHz, consente nuove applicazioni nel campo militare ed industriale.

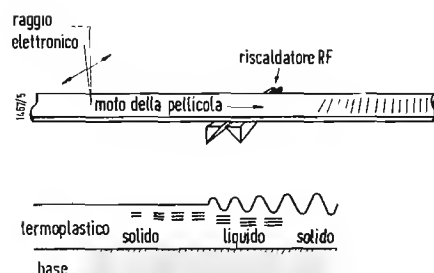



Fig. 1 - Riscaldamento e deformazione del rivestimento termoplastico. Le *increspature* vengono quindi raffreddate in loco.

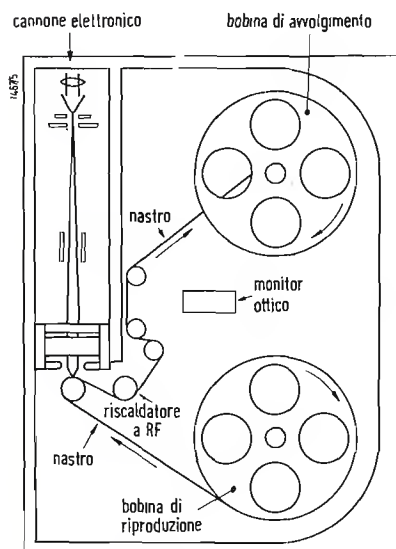



Fig. 2 - Schema di funzionamento (sotto vuoto) dell'apparecchiatura TPR. Il vuoto si ottiene in un minuto circa. Il nastro termoplastico parte dalla bobina di riproduzione, passa attraverso il cannone elettronico, il riscaldatore ed il monitore ottico fino ad arrivare alla bobina avvolgitrice (in alto).

I LABORATORI di ricerca della GENERAL ELECTRIC in Schenectady, N. Y., stanno sviluppando un nuovo sistema di registrazione, denominata registrazione in termoplastica o « T.P.R. ».

Questo nuovo sistema, oltre ad offrire le ben note prestazioni della registrazione magnetica, consente una concentrazione del programma da registrare veramente sorprendente, forse superiore a quello fotografico.

I responsabili della GENERAL ELECTRIC affermano che:

« La registrazione in termoplastica consente una concentrazione di un dato programma 100volte maggiore rispetto a quella della registrazione magnetica e potenzialmente possiede una concentrazione ancora maggiore. Per illustrare la estrema capacità di « immagazzinamento » e la velocità di registrazione, basti dire che la T.P.R. può in linea di principio registrare tutti i 24 volumi dell'Enciclopedia Britannica su una sola bobina, avente le dimensioni di un rocchetto di filo da cucire, impiegando per la registrazione di ciascun volume soltanto un minuto ».

Il sistema T.P.R. possiede, come quello fotografico, il vantaggio di una registrazione pressochè istantanea e dà immagini a colori o in bianco e nero; in più non richiede il procedimento chimico necessario per sviluppare la pellicola fotografica ed il film può, ogni qualvolta aggrada, essere cancellato e nuovamente usato.

La registrazione in termoplastica fu inventata dal Dott. W. E. Glenn, fisico del laboratorio di ricerche della General Electric.

Nel descrivere il funzionamento del sistema T.P.R., il dott. Glenn ha rivelato che la registrazione avviene sotto forma di piccole increspature o ondulazioni sulla superficie di una pellicola in plastica. Le increspature si formano sotto l'azione di un raggio elettronico. che esplora la superficie della pellicola. Il registratore ha un « ingresso elettrico », simile al registratore magnetico a nastro ed un'« uscita immagine », simile alla pellicola fotografica. Quest'ultima uscita può essere poi opportunamente trasformata in un segnale elettrico. La fig. 1 mostra il procedimento di registrazione ed un tipo di film termoplastico.

Il film ha una base, che è simile alla base della normale pellicola, impiegata in cinematografia. Sulla base vi è un rivestimento conduttore trasparente e sopra il rivestimento trasparente un sottile rivestimento di materiale termoplastico. Questo materiale si scioglie a temperature abbastanza elevate.

La superficie del materiale termoplastico viene « impressionata » con un raggio elettronico in modo da ottenere delle increspature alle quali corrisponderà una certa immagine. Con lo scorrimento della pellicola s'induce, nel rivestimento conduttore trasparente, una corrente, che riscalda la pellicola fino a scoglierne il rivestimento termoplastico. Le « cariche » vengono attratte verso il rivestimento conduttore trasparente e fanno abbassare la superficie del termoplastico. Una volta « deformata » la superficie, la pellicola viene raffreddata; il raffreddamento solidifica l'increspatura, ottenuta come sopra descritto.

Per cancellare le registrazione si torna semplicemente a riscaldare il termoplastico ad una temperatura più elevata; la tensione superficiale fa tornare la superficie al suo stato liscio primitivo. In tal modo la pellicola è pronta per essere reimpiegata.

La fig. 2 rappresenta schematicamente l'apparecchiatura di registrazione, funzionanante sul principio sopra esposto. Naturalmente l'operazione va eseguita sotto vuoto, dal momento che il cannone elettronico deve lavorare nel vuoto. Oggi ciò non rappresenta una difficoltà eccessiva. Per abbassare con una pompa la pressione dal valore atmosferico ad un valore di funzionamento sufficientemente basso, basta soltanto un minuto.

Il segnale d'ingresso per questo particolare registratore è semplicemente il segnale a media frequenza ricavabile, per es., da un apparecchio televisivo in bianco e nero, al livello di circa 1 V.

* *Electronic Industries*, febbraio 1960.

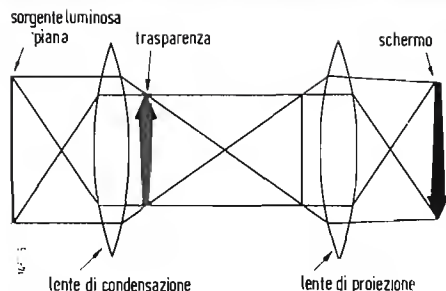



Fig. 3 - Proiettore standard con sorgente luminosa piana.

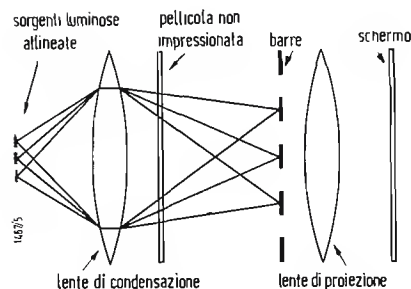



Fig. 4 - Proiettore TPR a sorgenti luminose allineate. Il sistema a barre agisce come un otturatore.

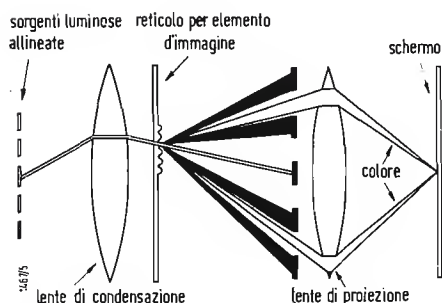



Fig. 5 - Sistema modificato per immagini a colori. Le increspature formano un reticolo (o grata) di diffrazione. La luce diffratta dal reticolo forma uno spettro su ciascun lato del raggio centrale.

Se si devono registrate immagini a colori è necessario applicare ad un altro elettrodo un altro segnale, anch'esso al livello di circa 1 V.
A prima vista potrebbe sembrare difficile, per avere un'immagine, sfruttare dalle increspature, ricavate sulla superficie di una pellicola.
Con sistemi ottici speciali, che, nel caso di proiezioni in bianco e nero, consistono in una variante del sistema ottico Schlieren, ciò si ottiene con relativa facilità. La fig. 3 mostra il funzionamento di un proiettore standard. Consta di una sorgente luminosa piana, di una lente di condensazione e di una lente di proiezione. La sorgente luminosa si riflette sulla lente di proiezione per mezzo di una lente di condensazione e la lente di proiezione proietta il fotogramma sullo schermo.
Se ora, al posto di una sorgente luminosa piana, impieghiamo delle sorgenti luminose disposte in fila (fig. 4) e le immaginiamo come una serie di tratti o barre dinanzi alla lente di proiezione, non ci sarà paesaggio di luce sullo schermo. Se però, in particolari punti qualsiasi della superficie della pellicola esistono delle increspature, queste attraverso il sistema a barre faranno filtrare la luce. Di conseguenza il sistema a barre funziona, possiamo dire, come un otturatore, che consente il passaggio della luce ovunque esista sulla pellicola un'increspatura. Ogni volta che la luce passa attraverso la lente di proiezione, essa si riflette sullo schermo sotto forma di una « macchia » bianca.
Se disponiamo, per esempio, in un proiettore una lastra chiara (non impressionata), che abbia sulla sua superficie delle semplici increspature, l'immagine che apparirà sullo schermo sarà quella di una figura in bianco e nero. Con opportune modifiche, questo sistema, come fa vedere la fig. 5, può essere adottato per immagini a colori. Ciascun elemento d'immagine ha in sè una serie di increspature, che formano una piccola grata (o reticolo) di diffrazione. La luce, diffratta da questa grata, ferma uno spettro su ciascun lato del raggio centrale. Le fessure vengono fatte abbastanza piccole in modo che soltanto un colore dello spettro passi attraverso la lente di proiezione.
Dal momento che la lente di proiezione può ricevere soltanto un colore dello spettro, la macchia che appare sullo schermo sarà quella di un solo colore. Per avere un altro colore, basta spaziare diversamente la grata in modo che attraverso la fessura passi una parte diversa dello spettro. Per aver un colore, che sia formato da una sovrapposizione di due o più colari, basta sovrapporre le grate relative e si ottiene la sovrapposizione dei colori.
La pellicola attualmente impiegata ha le dimensioni della pellicola standard, cioè 16 mm. Le registrazioni vengono effettuate presso la G.E. occupando metà della larghezza della pellicola (le immagini sono in verità larghe 5 mm) e con una velocità di scorrimento di quest'ultima di 25 cm./sec. circa. Si stanno tuttavia facendo degli esperimenti per ridurre ancora queste dimensioni alla metà, per cui si avrà una pista larga 2,5 mm circa con velocità di scorrimento dalla pellicola di 12,7 cm/sec., cioè la larghezza di una mezza pista dal nastro magnetico audio standar.
Come si può rilevare, la velocità è di soli 12,7 cm/sec. invece di 19 cm/sec., come nel caso della registrazione audio. Si ha così una densità d'informazione circa 100 volte più grande.

1. - APPLICAZIONI NEL CAMPO MILITARE

La registrazione T.P.R. ha vastissime possibilità d'impiego in campo militare. Come esempi specifici si possono citare.

1.1. Applicazione in campo radar

La registrazione in termoplastica promette di estendere in grande misura la portata e la sicurezza di un'esatta informazione da parte degli apparecchi radar del presente e del futuro. Accrescerà grandemente le possibilità di certezza ed immediatezza d'identificazione degli obbiettivi radar nel sistema, per esempio, a « correlazione ottica ».
Un apparecchio radar trasmette un segnale, che viene successivamente riflesso dal « bersaglio » e ricevuto di ritorno dall'apparecchio radar. L'osservatore radar deve quindi identificare in modo corretto il segnale ricevuto, anche se esso è accompagnato da « rumore ». La correlazione ottica ha la funzione di separare il segnale vero dal rumore, in modo che l'osservatore possa eseguire un'identificazione certa.
Sul termoplastico viene registrata la medesima onda radio trasmessa. Quando il radar riceve l'onda riflessa, questa viene a sua volta registrata. Si procede quindi alla comparazione ottica delle due registrazioni, l'una con l'altra, per determinare se l'onda radio ricevuta sia o no la stessa di quella trasmessa. L'identificazione risulta agevole per quanto debole possa essere il segnale ricevuto, dato che la comparazione ottica si basa più sul « carattere » che sulla forza del segnale. I segnali di disturbo vengono automaticamente cancellati e l'osservatore può vedere così sul suo indicatore soltanto gli oggetti « veri ».

1.2. Disturbi radar e contromisure

Con le attuali apparecchiature è impossibile registrare con continuità i segnali radar intercettati a causa delle limitazioni inerenti la strettezza della loro larghezza di banda. Questo problema sarà risolto dalla T.P.R. Evidentemente l'impiego più immediato sarà quello relativo alle ricognizioni

tipo Ferret. Questo tipo di ricognizione è basato sul principio di registrare e « accantonare » tutte le radiazioni elettromagnetiche provenienti dall'area sotto sorveglianza.

1.3. Sviluppi nel campo radar e sonar

La T.P.R. schiude nuove possibilità di sviluppo e applicazione per radar e sonar a largo schermo, in quei centri di controllo, cioè, dove le informazioni radar devono essere « viste » simultaneamente da più persone all'atto stesso in cui vengono ricevute.

In passato i dati ricevuti venivano riportate a mano su grandi lavagne o tavole, oppure venivano ricopiati fotograficamente dallo schermo radar e presentati più tardi: su pellicola cinematografica. Entrambi i metodi comportano ovviamente delle perdite di tempo. Con la registrazione in termoplastica il segnale radar viene registrato su nastro, sviluppato e proiettato su un grande schermo, entro qualche frazione di secondo e per di più con migliore qualità e ricchezza di dettagli.

La T.P.R. permette, utilizzando una tecnica simile a quella impiegata nella ripresa fotografica a ritmo (« time-lapse »), di estendere la portata dal radar ed aiuta ad individuare con più precisione gli oggetti, specialmente quando la loro individuazione è resa difficile per la presenza di « rumori ». Questo principio, chiamato « a compressione di tempo », implica un'azione più veloce, immagazzinando per un certo periodo di tempo le immagini e poi riproducendole a sequenza rapida. Lo stesso procedimento impiegato nella fotografia a ritmo ha permesso di fotografare passo passo la germogliatura di fiori.

Accelerando la sequenza di avvenimenti in corso, oggetti che si muovono lentamente e quindi anche quelli quasi indistinguibili, cominciano a muoversi molto rapidamente. Questo movimento idoneamente rapido è sufficiente per mettere l'osservatore in condizione di eseguire una giusta identificazione.

È stato dimostrato sperimentalmente che oggetti in apparenza nascosti alla vista possono essere identificati osservandoli in movimento appropriato.

Risulta quindi evidente quale ausilio sia in grado di dare la T.P.R. nella ricognizione aerea, specialmente marittima (avvistamento di sommergibili, per esempio).

1.4. Guida di missili

Un'applicazione specifica si ha nella guida, a rotta geografica prestabilita, di missili a lunga gittata. Su un nastro T.P.R. viene registrata, cioè, una rotta prestabilita studiata sulla carta geografica. Questo nastro poi viene sistemato opportunamente nel missile al fine di controllarne la rotta di volo fino all'obiettivo.

1.5. Satelliti e veicoli spaziali

L'utilità di un satellite è proporzionale alla quantità d'informazioni, che è in grado di raccogliere e di trasmettere sulla terra. Attualmente ai satelliti possono essere assegnati soltanto dei compiti relativamente semplici, ma con la T.R.P. possono essere loro assegnati compiti molto complessi, come la registrazione delle condizioni atmosferiche di tutto il mondo, oppure la sorveglianza del globo terrestre captando ed analizzando le emissioni del nemico.

Dato che il nostro T.P.R. può essere riutilizzato molte volte, il satellite può registrare lungo la sua orbita tutti i dati richiesti, trasmetterli alle stazioni terrestri all'atto del suo passaggio su di esse, cancellare il nastro e poi eseguire (sempre sullo stesso nastro) una nuova registrazione durante la successiva orbita.

Tuttavia per i piccoli veicoli spaziali sussistono delle difficoltà dovute allo spazio e al peso, piuttosto critici, del sistema T.P.R.

1.6. Ricognizione aerea

L'impiego della T.P.R. diventa « naturale » per la ricognizione aerea militare e per i dispositivi fotografici di registrazione. Il rilievo istantaneo o la lettura che la T.P.R. può dare rappresentano un vantaggio molto evidente. Dà la possibilità d'analizzare i risultati in loco e quindi, se necessario, fare ulteriori riprese. Le notizie così ottenute possono essere fornite senza perdite di tempo.

Si può pensare che la registrazione T.P.R., dice la G.E., allargherà grandemente il mercato dei dispositivi di registrazione di tutti i tipi. La sua larghezza di banda (50 MHz), la densità e le altre possibilità permetteranno di raggiungere risultati non conseguibili con gli attuali normali mezzi di registrazione.

Il fatto che la T.P.R. può competere con la pellicola fotografica e con il nastro magnetico dovrebbe, al lume di considerazioni d'ordine tecnico ed economico, renderla bene accetta al più vasto pubblico. *A.*

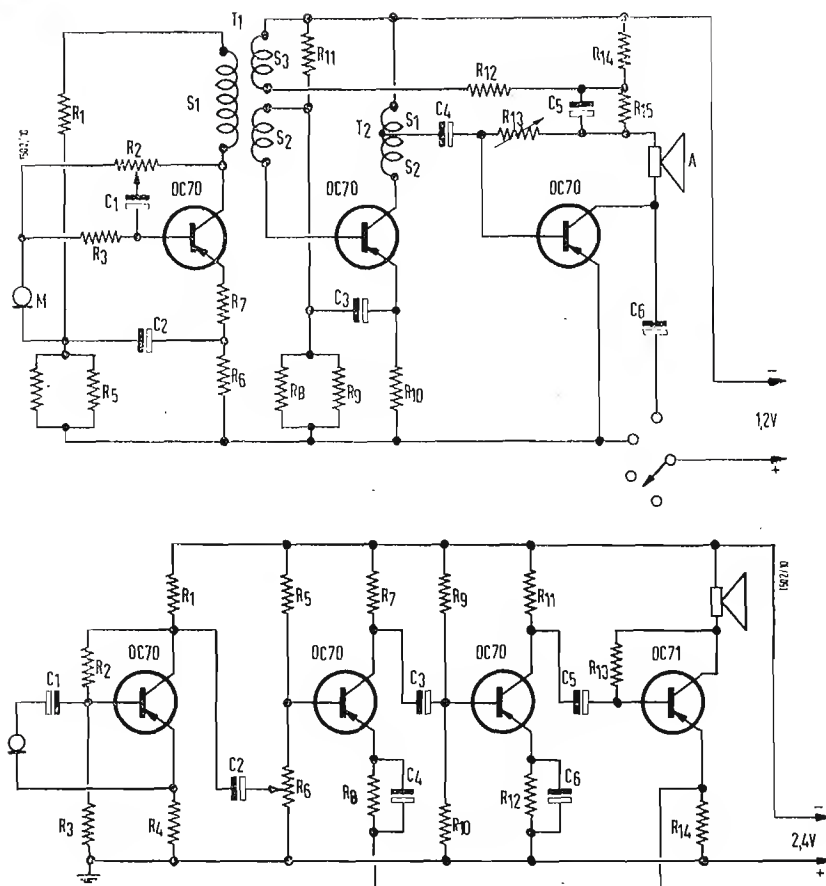
Un microscopio elettronico per lo studio dei metalli

È stato recentemente installato presso l'Istituto sperimentale dei metalli leggeri Divisione ricerche Novara un microscopio elettronico Siemens-Elmiskop I, particolarmente attrezzato per lo studio dei metalli.

Esso consente un ingrandimento elettronico fino a 160.000 diametri, l'osservazione di preparati mantenuti a basse ed alte temperature, e la diffrazione elettronica anche su preparati metallici di considerevoli dimensioni.

È ben noto che le caratteristiche di resistenza meccanica e di resistenza alla corrosione delle leghe leggere suscettibili di bonifica (tempra e invecchiamento) dipendono da come il riprecipitato è distribuito in seno alla soluzione solida.

In tutte le leghe industriali i riprecipitati non sono risolvibili al microscopio ottico; lo sono invece generalmente al microscopio elettronico. La diffrazione elettronica, infatti, e in ispecie la microdiffrazione per trasmissione, possono permettere la individuazione dell'abito cristallino delle fasi di transizione dei riprecipitati. La diffrazione elettronica per riflessione consente lo studio degli strati superficiali e dei fenomeni connessi con tali strati (quali, ad esempio, strati deformati di Beilby, adsorbimento, passivazione, inizio di fenomeni di ossidazione e di corrosione, ecc.).

L'apparecchiatura di microscopia elettronica è inoltre indicata per studi di fisica dello stato solido, giacchè consente l'osservazione dei difetti reticolari in campioni metallici opportunamente assottigliati. Tale apparecchiatura può essere impiegata anche per ricerche per conto terzi, e gli interessati possono rivolgersi per informazioni alla Direzione di Milano dell'Istituto (Dott. Paganelli). *(i. s.)*

A proposito di amplificatori per protesi auditiva

0192 - *Sigg. G. Trara - Napoli; L. Di Candido - Roma.*

La figura 1 rappresenta lo schema di un amplificatore per protesi auditiva a tre soli transistori. Ciò è possibile per il fatto che l'accoppiamento fra i vari stadi è del tipo a trasformatore, ed in tal caso l'alimentazione viene effettuata tramite una pila da 1,2 V con un assorbimento di circa 4,5 mA ed una potenza massima di uscita dk 1,2 mW.

La stabilizzazione dei primi due stadi avviene tramite un partitore di tensione per polarizzazione di base, ciò che permette di compensare egregiamente le variazioni di temperatura che agiscono sui parametri dei transistori.

La controreazione viene applicata inserendo nel circuito dell'emettitore del primo stadio una resistenza senza cortocircuitarla con un condensatore (per le correnti alternate). Un altro tipo di controreazione è applicato allo stadio pilota e a quello di uscita portando una frazione della corrente dello stadio finale sull'avvolgimento S_3 del trasformatore T_1. La messa a punto dello stadio di uscita viene fatta agendo sulla resistenza R_{15}, che dovrebbe essere del tipo a baionetta, la quale per un valore di 0 Ω permette di avere una potenza di 1,2 mW, per 120 Ω 0,5 mW; per 400 Ω 0,2 mW, per 1000 Ω 0,05 mW. La posizione del punto di lavoro si regola tramite la resistenza R_{13}. La risposta in frequenza può essere modificata mediante il condensatore collegato fra il collettore del transistore OC71 e la massa. Il controllo di volume si effettua agendo su R_2. Ecco il valore dei vari componenti: R_1 = 220 Ω; R_2 = 0,3÷500 kΩ log.; R_3 = 680 Ω; R_4 = 1500 Ω; R_5 = NTC resistenza a 25° 2200 Ω; coeff. temperat. — 3,7 %/°C a 25, toller, a 25° 10 %; R_6 = 220 Ω; R_7 = 180 Ω; R_8 = 1800 Ω; R_9 = NTC resistenza a 25° 1500 Ω; coeff. di temperat. — 3,4 % a 25°, toller. a 25° 10 %; R_{10} = 270 Ω; R_{11} = 3900 Ω; R_{12} = 120 Ω; R_{13} = 8÷30 kΩ; R_{14} = 10 Ω; R_{15} = vedi testo; tutte le R sono al 5 %. C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = = 10 μF; C_6 = 0,8 μF. T_1 = Primario S_1 = = 2700 sp. (rame sm. 0,045 mm). Induttanza S_1 7,2 H con 0,5 mA; Resistenza c.c. S_1 = = 860 Ω, toller. 20 %; secondario S_2 = 600 spire (rame sm. 0,040 mm). Resistenza c.c. S_2 = 300 Ω, toller. 20 %. T_2 = Autotrasformatore. Avvolgimento S_1 = 2178 sp. (rame sm. 0,045 mm). Avvolgimento S_2 = 622 sp. (rame sm. 0,060 mm). Induttanza $S_1 + S_2$ = = 8,6 H con 0,5 mA. Resistenza c.c. di S_1 = 650 Ω, resistenza c.c. di S_2 = 130 Ω, toller. 20 %. Resistenza a baionetta da 0 a 1000 Ω come nel testo. Microfono: elettromagnetico, resistenza c.c. 200 Ω, tolleranza 20 %, impedenza 1000 Ω a 1000 Hz. Sensibilità 0,2 mV/μbar a 1000 Hz su 1000 Ω. Auricolare: Elettromagnetico. Resistenza c.c. 90 Ω, toller. 20 %, impedenza 270 Ω a 1000 Hz. Sensibilità 125 fon per 0,6 mW a 1000 Hz. In figura 2 si riporta invece lo schema di un apparecchio similare nel quale viene fatto uso di quattro transistori, dato che l'accoppiamento fra i vari stadi è effettuato per resistenza capacità. In detto circuito la stabilizzazione è affidata al partitore di tensione,

Un grave lutto ha colpito il nostro collaboratore Ing. Franco Simonini.
Il 22 luglio u.s. si è infatti spento nella Clinica S. Antonio di Piacenza, ove era degente per fatale malattia, il suo caro papà, che per trenta anni era stato medico chirurgo, come primario presso l'Ospedale di Piacenza. La famiglia tutta di « *l'antenna* » si associa al lutto.

e alla resistenza sull'emettitore dello stadio di uscita, costituito dalle resistenze R_{13} e R_{14}. Allo stadio di ingresso la controreazione è dovuta alla R_2 che unitamente alla R_3 è scelta in modo da ottenere all'ingresso una impedenza di circa 1000 Ω. Nell'ultimo stadio la controreazione è data dalla R_{13} che serve altresì per dare l'esatta polarizzazione al transistore. Il valore di R_{13} può essere scelto fra 39 e 70 kΩ. Scegliendo 39 kΩ lo stadio si trova a lavorare nelle condizioni ideali solo quando il transistore OC71 ha un basso guadagno di corrente, mentre usando il valore massimo l'assorbimento totale di corrente varia di circa il 30 %. Scegliendo il valore in modo da avere una corrente di collettore di 2÷2,1 mA l'assorbimento totale di corrente viene mantenuto al disotto di 3,5 mA.

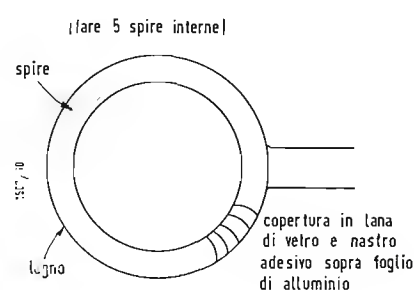
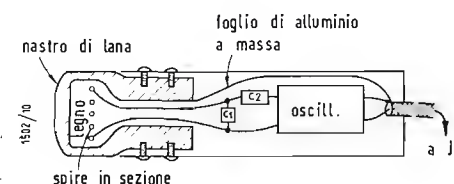
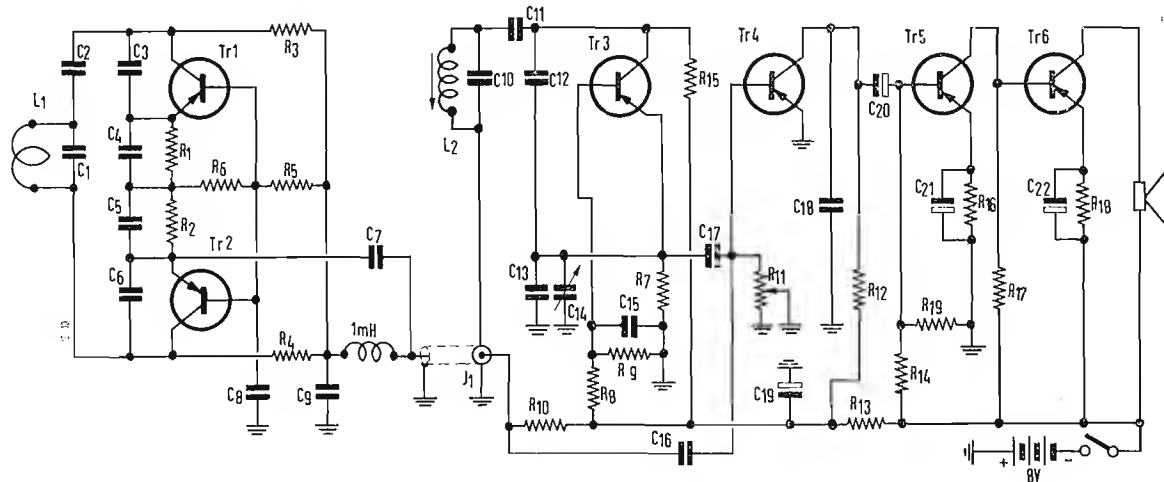
Valore dei componenti: R_1 = 56 kΩ; R_2 = 2,7 kΩ; R_3 = 33 kΩ; R_4 = 1000 Ω; R_5 = 18 kΩ; R_6 = 5 kΩ logarit.; R_7 = 3,9 kΩ; R_8 = 1000 Ω; R_9 = 22 Ω; R_{10} = 10 kΩ; R_{11} = 1,8 kΩ; R_{12} = 1 kΩ; R_{13} vedi testo; R_{14} = 2 Ω; $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6$ = 8 μF.

Il microfono è indispensabile sia del tipo indicato ed il Sig. Trara potrà trovarlo presso qualsiasi buon negoziante all'ingrosso di materiali radioelettrici come ad esempio le GBC che ha sede anche a Napoli. *(P. Soati)*

Cerca-metalli di piccole dimensioni a transistori

0193 – *Sigg. G. Roberti – Trieste; H. P. Pommier – Dome.*

Il cerca-metalli di cui allo schema di fig. 1 è stato realizzato nel Nord America recentemente, e si fonda sul solito principio dei battimenti che avvengono fra un oscillatore munito di bobina esploratrice ed un altro oscillatore detto di riferimento. Il tipo che descriviamo è caratterizzato da una elevata stabilità è da essenza di trascinamento. Il telaio originalmente è suddiviso in due parti, la prima contenente la bobina di esplorazione con relativo oscillatore, l'altra, contenuta in una cassetta che normalmente viene portata a tracolla dall'operatore, contenente l'oscillatore di riferimento, lo stadio di miscelazione e la bassa frequenza. Per la costruzione del telaio di ricerca si è usato un telaio da pesca (simile a quello per la cattura delle farfalle) con una circonferenza di circa 70 cm. Se tale telaio è costituito da due cerchi sovrapposti si presta ancor meglio alla realizzazione. Sopra di esso si avvolgono cinque spire di filo isolato del diametro di 6/10, spaziate fra di loro, e che saranno ricoperte da uno strato di lana di vetro, avvolto in modo molto stretto, impregnandolo contemporaneamente di una buona resina allo stato liquido e che ad operazione compiuta sarà fatta seccare in circa una giornata. Infine si coprirà il tutto con un foglio di alluminio il quale avvolgerà il cerchio in modo da costituire uno schermo elettrostatico. Detto avvolgimento si eseguirà in modo migliore usando una striscia di alluminio la quale peraltro non dovrà essere spezzata. La fig. 2 indica chiaramente come si dovrà procedere nelle varie fasi di costruzione. A detto telaio dovrà essere unito un moncone che permetta l'unione con il cilindro, a sua volta impregnato di lana di vetro e resina e nel quale deve essere posto l'oscillatore. Il filo schermato che serve da collegamento con la cassetta dovrà uscire da detto cilindro, che funge da manico, tramite un supporto di gomma. Il controllo delle oscillazioni può essere effettuato mediante un diodo, del tipo 1N34, collegato in serie ad un misuratore di uscita da 20.000 Ω per volt, tenendo presente che il catodo del diodo deve essere collegato al lato positivo. Se allo strumento non si ha una lettura di alcuni volt, occorre controllare il circuito ed eventualmente aumentare la capacità di C_2. Il collegamento con J_1 permette il passaggio della radiofrequenza e della corrente continua di alimentazione e sarà effettuato usando del cavetto schermato, il quale dovrà essere il più corto possibile. Portando R_{11} in posizione di max e toccando la base di T_4, si dovrà udire un forte ronzio, in caso contrario si dovrà controllare il circuito assicurandosi che le tensioni di collettore siano 0,80 V più alte delle tensioni di base, e quelle di base più alte di 0,1 V rispetto a quelle di emettitore. Per portare i due oscillatori a battimento fra loro occorre agire sulla vite di regolazione di L_2 fino a che non si oda un fischio. Per la ricerca di materiali ferrosi occorre portare il battimento a zero. La stabilità dell'apparecchio permette che tale condizioni si mantenga a lungo senza ricorrere a dei ritocchi: la presenza di masse metalliche provocherà uno spostamento di frequenza dell'oscillatore di ricerca che altererà il battimento fra i due oscillatori provocando un battimento udibile sotto forma di fischio.

Elenco del materiale: C_1 = 150 pF mica; C_2 = 68 pF mica (meglio usare per questi due condensatori i tipi ceramici); C_3, C_4, C_5, C_6, C_{10}, C_{12}, C_{13} = 300 pF a mica; C_7 = 100 pF a mica; C_8, C_9, C_{15} C_{18} = 10000 pF

Figg. 1, 2 e 3/0193. - Circuito elettrico e particolari costruttivi di un apparato cerca-metalli a transistori.

mica; C_{11} = 39 pF ceramico; C_{14} = 400 pF max, C_{16}, C_{17} sono formati da spezzoni di filo intrecciati fra loro oppure possono essere sostituiti da due ceramici da 22 pF. C_{19}, C_{20}, C_{21}, C_{22} = 80 μF, 6 V miniatura.
R_1, R_2, R_{16}, R_{18} = 1000 Ω; R_3, R_4, R_{15} = 4700 Ω; R_5, R_8, R_{12} = 15000 Ω; R_6 = 2000 Ω 2÷5 %, R_7 = 2700 Ω; R_9 = 2200 Ω; R_{10} = = 470 Ω; R_{11} = 15000 Ω; pot. miniat.; R_{13} = 270 Ω; R_{14} = 47000 Ω; R_{17} = 12000 Ω; R_{19} = 3300 Ω; (tutto da 0,5 W 10 %); L_1 = vedi testo (5 spire da 6/10); L_2 = Normale antenna in ferrite, con nucleo regolabile, alla quale devono essere tolte poco più di un quarto delle spire). T_1, T_2, T_3, T_4 = OC44 (oppure 2N137), T_5, T_6 = OC72 (oppure 2N43).
b) Alla richiesta del Sig. Pommier non mi è facile rispondere dato che non conosco nominativi di ditte italiane che costruiscano apparecchi similari. Ottimi esemplari mi risultano siano costruiti dalla AB Elektrisk Malmletning di Stoccolma e naturalmente in USA. *(P. Soati)*

A proposito di schemi di televisori

0194 – ***Sig. L. Iovine – Napoli.***

Ho risposto molto tempo addietro alla sua richiesta indicando su quale volume dello *Schemario TV* era riportato lo schema del televisore Raymond che le interessava. Purtroppo non sono in condizione di fornirle lo schema del televisore della ditta Superla e tanto meno il trasformatore EAT dato che non è nostro compito interessarsi della vendita di materiale radio. Scriva alla Ditta interessata, che personalmente non conosco, la quale certamente provvederà ad inviarle quanto le occorre.
Colgo l'occasione per farle notare che recentemente la Casa Editrice Il Rostro ha pubblicato un volume nel quale sono raccolti tutti gli schemi dei televisori costruiti in Italia (o costruiti all'estero e venduti in Italia) fra il 1954 ed il 1959. Inoltre sulla rivista *l'antenna*, oltre a molti schemi, mensilmente vengono pubblicate le note tecniche relative la messa a punto e la taratura dei principali tipi di televisori. *(P. Soati)*

Schema di un trasmettitore di debole potenza a due tubi, adatto per comunicazioni a breve distanza su onda media e per essere eventualmente collegato ad un pick-up

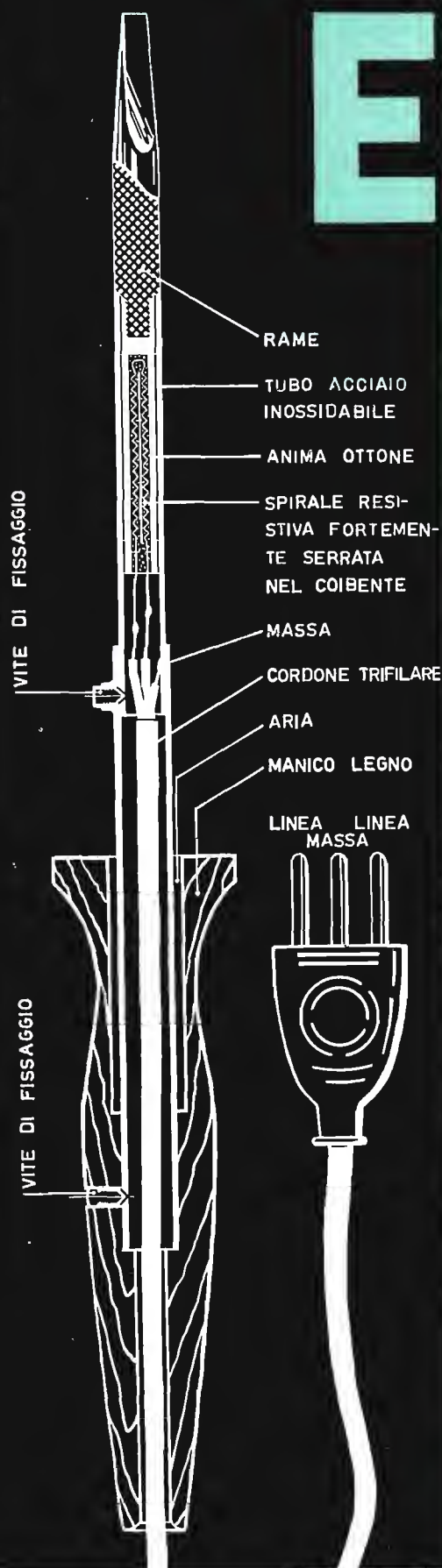
0195 ***Sig. D. Sciarra – Cosenza.***

Innanzi tutto premetto che in Italia la legge impone che qualora si desideri impiantare una stazione anche di debolissima potenza, occorre munirsi di licenza rilasciata dal competente Ministero. Inoltre ripeto, a scanso di equivoci, che le emissioni private sulla gamma delle onde medie sono proibite.
Lo schema di figura 1 è costituito da un tubo pentagriglia il quale funge da oscillatore. La griglia controllo espleta le funzioni di griglia oscillatrice e le griglie 2 e 4 di anodo. Alla griglia 3 si applica la tensione microfonica, regolabile tramite il potenziometro R_2, dopo che è stata amplificata dal tubo 1S5. Come bobina per l'oscillatore può essere usata la sezione oscillatrice di un comune gruppo per onda media, in parallelo alla quale viene posto un condensatore fisso da 300 pF ed un trimmer ad aria da 30 pF. Ciò evita l'uso di un variabile avente dimensioni notevoli. Per i piccoli ritocchi di sintonia è sufficiente agire sul trimmer o sul nucleo dell'oscillatore. Nulla vieta però di usare un normale variabile. Il tubo 1S5 serve per amplificare la tensione del microfono a cristallo ed in sua vece può essere collegato un pick-up per la riproduzione, a breve distanza, di dischi. L'alimentazione può essere effettuata con due pile in parallelo da 1,5 V per il filamento e con una batteria di pila da 70÷90 V per l'alta tensione. Per quest'ultima è possibile l'uso di un raddrizzatore di tipo classico per c.a. costituito da una raddrizzatrice e da una cellula filtrante. Il collegamento microfonico alla griglia della 1S5 deve essere effettuato con cavo schermato. La messa a punto del complesso viene fatta con l'aiuto di un ricevitore ad OM posto a poca distanza dal trasmettitore. L'antenna deve aver dimensioni ridottissime per evitare disturbi ai vicini e può essere costituita da 25 spire unite avvolte su di un supporto di 30 mm di diametro, (L_1 di fig. 1), alla quale fa capo un conduttore della lunghezza di circa 1 metro e mezzo. Il valore dei vari componenti è il seguente. L_1, L_2, L_3 = vedi testo, R_1 = 100 kΩ; R_2 = 1 MΩ potenziometro; R_3 = 2 MΩ; R_4 = 3 MΩ; R_5 = 1 MΩ; C_1 = 300 pF; C_2 = 30 pF trimmer aria; C_3 = 100 pF; C_4 = 2000 pF; C_5 = 200 pF; C_6 = 0,1 μF; C_7 = 0,1 μF; CK = impedenza a RF. *(P. Soati)*

Anomalie di funzionamento di un ricevitore a transistori autocostruito

0196 – ***Sig. V. Gradi – Arezzo.***

Non conosco lo schema al quale fà riferimento ma penso trattarsi di uno dei classici circuiti nei quali si fa uso di sette transistori più un diodo. Dato che l'anomalia si rivela con un fischio avente nota costante su tutta la gamma è senz'altro da escludere che essa sia da attribuire ad una cattiva selettività perchè in tal caso le note di battimento sarebbero molto diverse le une dalle altre. Innanzi tutto le consiglio di rivedere la taratura dei circuiti a RF e MF per la qual cosa sarebbe indispensabile l'uso di un generatore a RF, di un misuratore di uscita e di un voltmetro a valvola. In modo particolare si accerti che le tensioni ai capi dei transistori corrispondano a quelle indicate dal costruttore.
In linea di massima ritengo che l'inconveniente sia dovuto ad una pessima neutralizzazione dei transistori V_2 e V_3. Quindi, supponendo che il circuito di neutralizzazione RC, che oltre a questo compito deve evitare le auto-oscillazioni, non sia sufficiente ad evitare quest'ultime, le consiglio di provare a smorzare i secondari dei primi due trasformatori di media frequenza inserendo in parallelo ad essi una resistenza ciascuno, il cui valore dovrà essere trovato sperimentalmente. Esse hanno lo scopo di provocare un valore di Q inferiore a 30. Ciò in considerazione del fatto che, in modo particolare, il fattore di merito del trasformatore T_2 non deve essere troppo elevato. *(P. Soati)*

ENERGOTERM

Studiati per l'uso professionale, nei due valori di dissipazione di 50 e 75 Watt e per le tensioni in uso, si distinguono per l'alta resa termica in rapporto all'energia dissipata. Sono di lunga durata perchè l'unità riscaldatrice è chiusa in una guaina di acciaio inossidabile e annegata in un coibente, con esclusione per martellamento di ogni traccia d'aria.

Le punte sono intercambiabili: si possono usare punte normali in rame dritte o curve, punte trattate per lunga durata e punte a forte concentrazione termica, pure trattate.

L'impugnatura termoisolata non riscalda la mano, la sua forma bilancia il saldatore che, in ogni esecuzione, è leggero e maneggevole.

ENERGO ITALIANA VIA CARNIA, 30 TELEF. 287166 **MILANO**

Heathkit ®

A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

Voltmetro Elettronico

CARATTERISTICHE

VOLTMETRO ELETTRONICO IN C.C.	
7 scale	1,5, 5, 15, 50, 150, 500 e 1500 V di fondo scala con puntale aggiuntivo si può ottenere un fondo scala di 30.000 Volt
Resistenza d'ingresso	11 megaohm (1 MΩ nel puntale) per tutte le scale Con il puntale aggiuntivo 1.100 MΩ
Sensibilità	7.333.333 ohm per Volt sulla scala 1,5 V
Circuito	Ponte bilanciato (push-pull) facente uso di un doppio triodo
Precisione	± 3% fondo scala
VOLTMETRO ELETTRONICO IN C.A.	
7 scale a valore efficace	1,5, 5, 15, 50, 150, 500, 1500 Volt fondo scala, valore efficace (ossia 0,707 del picco positivo)
Precisione	± 5% fondo scala
7 scale a valore picco-picco	4, 14, 40, 140, 400, 1400 4000 Volt
OHMMETRO ELETTRONICO	
7 scale	Scala con 10 ohm al centro x 1, x 10, x 100, x 1000, x 10 K, x 100 K, x 1 Meg - Misura da 0,1 ohm a 1000 MΩ con batterie interne.
Strumento	200 microampere, 112 m/m di scala Custodia in polystyrene
Resistenze	di precisione tarate all'1%
Piastre di montaggio	Circuiti stampati, incisione metallica con piattina di rame da 0,35 m/m su piastra di materiale fenolico da 2,5 m/m
Tubi elettronici	1-12AU7; doppio triodo del ponte di misura - 1-6AL5; doppio diodo; rettificatore doppia onda
Batteria	1,5 Volt
Dimensioni	Altezza 18 cm; larghezza 12 cm; profondità 10,3 cm
Peso (imballo compreso)	ca 3,15 Kg
Alimentazione	105 - 125 Volt - 50÷60 Hz - 10 Watt

il più conosciuto
il più venduto
il più apprezzato

modello

V-7A

costruitelo voi stessi, sarà il vostro divertimento

---

rappresentante generale per l'Italia:

Soc.r.l. S.I.S.E.P.

organizzazione commerciale di vendita:

Soc.r.l. LARIR · Milano · p.zza 5 giornate n. 1
telefoni: 795762-3